La pratica delle misure elettroniche

MISURARE - CHE COSA COME E CON QUALI STRUMENTI

JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE

La pratica delle misure elettroniche

MISURARE - CHE COSA COME E CON QUALI STRUMENTI

JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello B.

Prefazione

La parola è il più importante mezzo di comunicazione. Quando si vuole avere delle relazioni con il resto dell'umanità, si può pensare a varie possibilità. Mentre alcuni parlano volentieri usando frasi brevi e semplici, altri utilizzano a fondo le raffinatezze della lingua. Ciononostante ambedue devono rispettare certe regole se non si vuole che il senso del discorso possa venir frainteso.
Anche nel campo delle misure l'espressione deve seguire determinate regole per riuscire esatta e non fraintendibile.
Mentre " piedi" e braccia" erano una volta la misura di tutte le cose, al giorno d'oggi una precisione di 1/1000 mm è appena sufficiente. L'uomo persegue lo scopo di un'esatta definizione del suo ambiente, e questo vale per tutti i campi della tecnica. A questo fine l'elettronica svolge un ruolo sempre più preponderante. Alle classiche dimensioni elettriche come la tensione, la corrente e la resistenza si sono affiancate una schiera di grandezze non elettriche. Così per esempio la vecchia bilancia ad indice dei nostri padri ha ben poco in comune con le bilance elettroniche dei supermercati.
Questo libro getta uno sguardo nella moderna tecnica metrica. Non è la teoria che viene messa nel massimo rilievo, ma l'informazione orientata al lato pratico. Ossia descrizione, modalità di costruzione ed esempi d'impiego di semplici strumenti di misura in circuiti elettronici. Il libro mette in grado il lettore di potersi costruire con il tempo un attrezzato laboratorio domestico. In questo modo non solo si risparmia denaro, ma si acquisiscono nuove conoscenze nel campo dell'elettronica.

decodifica

Cos'è un TUP?
Cosa significa 3k9?
Cos'è il servizio EPS?
Cosa vuol dire DT?
Cosa si intende per
il torto di Elektor?

Tipi di semiconduttori

Le abbreviazioni TUP, TUN, DUG, DUS si trovano impiegate spesso nei circuiti di Elektor. Esse si riferiscono a tipi di transistori e diodi di impiego universale, che hanno dati tecnici corrispondenti tra loro e differiscono solo per il tipo di contenitore e per i collegamenti ai piedini. Le prestazioni limite inferiori dei componenti TUP-TUN, DUG-DUS sono raccolte nelle tabelle I e II.

Tabella I.
Prestazioni minime per i TUP e TUN.

U_{CEO} max	20 V
I_C max	100 mA
h_{fe} min	100
$P_{tot.}$ max	100 mW
f_T min	100 MHz

Esempi di elementi TUN:
BC 107 (-8, -9), BC147 (-8, -9),
BC 207 (-8, -9), BC237 (-8, -9),
BC 317 (-8, -9), BC347 (-8, -9),
BC 547 (-8, -9), BC171 (-2, -3),
BC 182 (-3, -4), BC382 (-3, -4),
BC 437 (-8, -9), BC414

Esempi di elementi TUP:
BC177 (-8, -9), BC157 (-8, -9),
BC204 (-5, -6), BC307 (-8, -9),
BC320 (-1, -2), BC350 (-1, -2),
BC557 (-8, -9), BC251 (-2, -3),
BC212 (-3, -4), BC512 (-3, -4),
BC261 (-2, -3), BC416

Tabella II.
Prestazioni minime per i DUG ed i DUS

	DUG	DUS
U_R max	20 V	25 V
I_F max	35 mA	100 mA
I_R max	100 μA	1 μA
P_{tot} max	250 mW	250 mW
C_D max	10 pF	5 pF

Esempi di elementi DUG:
OA85, OA91, OA95, AA116

Esempi di elementi DUS:
BA127, BA217, BA317, BAY61
BA217,
1N914, 1N4148

Molti semiconduttori equivalenti tra loro hanno sigle diverse. Trovandosi in difficoltà a reperire in commercio un tipo speciale, viene fornito su Elektor, dove possibile, un tipo universale. Come esempio ci si può riferire al tipo di circuito integrato 741, il quale può essere siglato:
μA 741, LM 741, MC 741, MIC 741, RM 741, SN 72741 ecc.

Valori delle resistenze e dei condensatori

L'espressione dei valori capacitivi e resistivi avviene senza uso della virgola. Al posto di questa, vengono impiegate le abbreviazioni di uso internazionale:

p	(pico)	$= 10^{-12}$
n	(nano)	$= 10^{-9}$
μ	(micro)	$= 10^{-6}$
m	(milli)	$= 10^{-3}$
k	(chilo)	$= 10^{3}$
M	(mega)	$= 10^{6}$
G	(giga)	$= 10^{9}$

Alcuni esempi di designazione dei valori capacitivi e resistivi:
3k9 = 3,9 kΩ = 3900 Ω
0Ω33 = 0,33 Ω
4p7 = 4,7 pF
5n6 = 5,6 nF
4μ7 = 4,7 μF

Dissipazione delle resistenze: 1/4 Watt (in mancanza di diversa prescrizione).
La tensione di lavoro dei condensatori a film plastico, deve essere di circa il 20% superiore alla tensione di alimentazione del circuito.

Dati in tensione continua

I valori di tensione continua forniti in un circuito, devono ritenersi indicativi, quindi il valore misurato se ne può scostare entro i limiti del ± 10% (lo strumento di misura dovrebbe avere una resistenza interna ⩾ di 20 kΩ/V).

Servizio EPS

Numerosi circuiti pubblicati sono corredati della basetta stampata. Elektor ve la fornisce già pronta, pubblicando ogni mese l'elenco di quelle disponibili sotto la sigla EPS (dall'inglese Elektor Print Service, servizio circuiti stampati Elektor). Il montaggio dei circuiti viene alquanto facilitato dalla serigrafia della disposizione dei componenti, dalla limitazione delle aree di saldatura e dalla riproduzione delle piste conduttrici riportata sul lato componenti.

Servizio tecnico lettori

— Domande tecniche (DT) possono essere evase sia per iscritto che oralmente durante le ore dedicate alla consulenza telefonica. La redazione rimane a disposizione ogni lunedì dalle ore 14,00 alle 16,30.
— Il torto di Elektor fornisce tutte le notizie importanti che arrivano dopo l'uscita di un articolo, e che vengono riferite al lettore quanto prima è possibile.

Indice

1 Fondamenti della metrologia

L'uomo si affatica da sempre per poter definire con precisione sempre maggiore il mondo che lo circonda. Risulta interessante sapere quanto lungo sia un percorso, quanto sia veloce l'automobile, quanto faccia caldo fuori e così via. Allo scopo l'uomo usa vari strumenti. Per esempio, dalle imprecise grandezze "braccio" e "piede" è derivato il metro. Una buona definizione può essere imprecisa od incomprensibile, ma per contro l'espressione deve essere breve e precisa. Questo vale in tutti i campi della tecnica nei quali delle grandezze fisiche giocano un ruolo predominante.

Ciascuna espressione fisica è definita da due indicazioni:

a) I segni della formula, con i quali non si può sempre definire completamente la grandezza e

b) l'unita di misura di ciascuna grandezza.

Un tratto di 5 m viene definito in modo preciso e corretto dall'espressione "1 = 5 m". Altri esempi sono:

Tensione elettrica	U = 5 V; U = 10 kV
Temperatura	T = 293 K; t = 20 °C
Corrente	I = 3 A; I = 10 mA
Resistenza	R = 100 Ω; R = 2,2 k Ω
Velocità	v = 50 Km/h; v = 10 m/s

Per l'espressione "R = 100 Ω" vale la seguente interpretazione:

R = segno convenzionale della grandezza "resistenza"; 100 = valore numerico, per il quale deve essere moltiplicata l'unità fondamentale; Ω = unità ohm, segno per la resistenza.

Gli esempi surriportati contengono già alcune delle grandezze importanti nelle tecnica delle misure elettroniche. Con l'aiuto di adatti strumenti di misura esse si possono misurare direttamente oppure ricavare da altre misure con opportuni calcoli.

Lo strumento di misura multiplo

Il multimetro è, accanto al saldatore, uno strumento indispensabile per tutti gli elettronici.

La costruzione di un circuito si presenta più semplice qualora le tensioni, le correnti, i valori delle resistenze che vi sono compresi possano venire rapidamente letti. La funzione dello strumento si può facilmente adattare con facili manovre.

In questo capitolo sono chiarite le diverse versioni costruttive delle più note apparecchiature di misura nella loro funzione fondamentale. Tra il grande numero delle varianti conosciute si è scelto un numero relativamente piccolo, in modo che l'esposizione mantenga il suo carattere di chiarezza.

Suddivisione degli strumenti di misura analogici

I diversi modi di funzionare permettono una suddivisione grossolana degli strumenti di misura. Nell'enumerazione che segue appaiono i simboli elettrici ed una breve descrizione del sistema con cui avviene la misura.

Strumento a bobina mobile
Magnete permanente fisso, nel cui campo viene fatta deviare una bobina percorsa da corrente.

Strumento a magnete rotante
Magnete permanente mobile che ruota nel campo di una bobina fissa percorsa da corrente.

Strumento a ferro mobile
Elemento in ferro che ruota nel campo di una bobina fissa percorsa da corrente.

Strumento elettrodinamico
Bobina mobile percorsa da corrente che ruota nel campo di una bobina fissa.

Strumento elettrostatico
Due piastre metalliche tra le quali viene stabilito un campo elettrico. Una piastra rotante posta tra di esse è collegata elettricamente con una delle piastre fisse e ruota nel campo elettrico.

Strumento ad induzione
Un campo magnetico rotante induce in un conduttore mobile (disco o tamburo) delle correnti grazie alle quali il conduttore mobile ruota.

Strumento termico
In un conduttore percorso da corrente avviene una deformazione per riscaldamento, la quale viene trasmessa all'indice rotante (bimetallo, filo caldo)

Strumento a vibrazioni
Un sistema vibrante meccanico viene eccitato in risonanza in modo elettromagnetico, elettrodinamico oppure elettrostatico.

Costruzione e funzionamento dei principali strumenti di misura

Gli strumenti a bobina ed a ferro mobile rappresentano i tipi più diffusamente impiegati nella strumentazione elettronica per la misura delle correnti e delle tensioni. Per misure di potenze vengono per contro impiegati quasi esclusivamente strumenti elettrodinamici.

Tutti e tre i sistemi hanno in comune il fatto che il momento torcente provocato dalla grandezza da misurare è contrastato da un momento di segno opposto prodotto da una molla a spirale. La parte mobile con l'indice viene fatta deviare dalla sua posizione di riposo fintanto che il momento dovuto alla

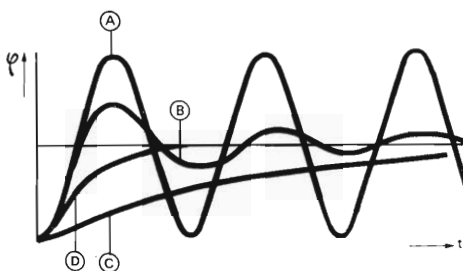



Fig. 1.1. Oscillazioni con diversi smorzamenti: A) oscillazione non smorzata; B) oscillazione leggermente smorzata; C) oscillazione molto smorzata; D) smorzamento ideale dell'oscillazione.

tensione della molla non risulti pari al momento prodotto dalla grandezza elettrica.
La parte mobile, per la sua inerzia e l'effetto del momento negativo che cresce con la deviazione, forma un sistema suscettibile di oscillare. Il modo con cui l'indice raggiunge il suo valore definitivo è diverso, e dipende dal valore dello smorzamento previsto. Con uno smorzamento leggero l'indice si ferma al suo valore finale dopo svariate oscillazioni. Uno smorzamento forte fa invece salire l'indice molto lentamente in modo che perviene al valore finale senza oscillazioni. Tra l'oscillazione poco e troppo smorzata, sta quella con smorzamento ideale. In questo caso l'indice si porta al suo valore senza oscillazioni ma tuttavia più velocemente che nel caso del forte smorzamento.
Il minor tempo di assestamento si ha con uno smorzamento un poco più debole del caso limite di comportamento aperiodico (l'oscillazione con smorzamento ideale). Le diverse curve dipendono dal tipo dello smorzatore usato. Lo smorzamento può essere meccanico (a camera d'aria) oppure elettrico (a corrente di Foucault).

Il sistema a bobina mobile

L'espansione polare sagomata a cilindro cavo di un potente magnete permanente, circonda ed è coassiale ad un cilindretto in ferro dolce, in modo da formare un'intercapedine anulare nella quale esiste un campo magnetico radiale omogeneo. Nell'intercapedine si trova una bobina libera di girare. Se in questa non passa corrente, viene mantenuta in corrispondenza dello zero della scala da due molle a spirale che servono allo stesso tempo da adduttori di corrente.
Quando la corrente da misurare passa attraverso la bobina, appare un momento di rotazione proporzionale a questa corrente.
Per questo motivo la bobina ruota sintanto che il momento contrario prodotto dalle molle non risulti equilibrato. La deviazione di uno strumento di misura a bobina mobile è proporzionale alla corrente passante, così che per l'indicazione viene usata una scala con suddivisione lineare.
Lo strumento a bobina mobile è adatto solo per correnti continue. Tra i vari tipi di strumenti esso ha la maggiore precisione con un assorbimento molto piccolo, in modo che può essere usato come preciso strumento di laboratorio, oppure come strumento di misura d'officina per tensioni e correnti. Le portate si possono moltiplicare collegando in modo opportuno determinate resistenze. Per la sua grande sensibilità lo strumento a bobina mobile è adatto alla misura di tensioni e correnti continue molto piccole. La sensibilità dello strumento risulta aumentata qualora si effettui la sospensione della bobina mobile per mezzo di nastri metallici anzichè con cuscinetti a punte o gioielli. La piccola forza di torsione della strisciolina metallica lavora nel senso di favorire il ritorno a zero dell'indice.

Strumenti a bobina mobile si possono usare anche per correnti alternate fino a frequenze alte, qualora si trasformi la corrente alternata in continua mediante adatto convertitore (per lo più diodi a semiconduttore).
Nella figura 1.3 sono indicati i vari collegamenti con le relative linee caratteristiche. I multimetri più comunemente usati consistono in strumenti a bobina mobile con raddrizzatore.

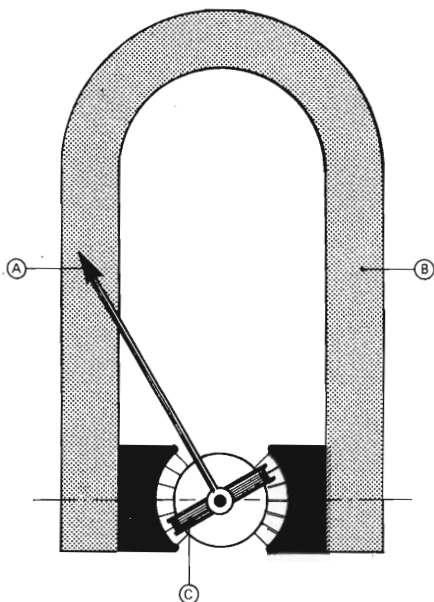



Fig. 1.2 Costruzione schematica di uno strumento a bobina mobile:
A = indice
B = magnete
C = bobina

Uno strumento di misura a bobine crociate è una particolare versione dello strumento a bobina mobile. Al posto di una sola bobina mobile, questo strumento ne possiede due incrociate e rigidamente collegate tra di loro, che ruotano in un campo magnetico non omogeneo. Una forza meccanica per il ritorno a zero non è prevista in questo strumento. La corrente verrà portata alla bobina per mezzo di sottili bandelle praticamente prive di torsione, in oro od argento. In ognuna delle due bobine percorse dalla corrente si sviluppa un momento torcente che, a causa del campo non omogeneo nel traferro, dipende dall'angolo di deviazione. Le due bobine mobili sono collegate in modo che i loro momenti di rotazione agiscono in maniera opposta tra loro. Il sistema mobile si posiziona quindi in modo che la somma dei momenti di torsione risulti zero. Viene indicato il rapporto tra i due momenti.

Fig. 1.3 A = la linea caratteristica è lineare (strumento a bobina mobile, per esempio). Viene indicato il valore medio lineare.
B = La linea caratteristica è curvata in modo non simmetrico (per esempio, strumento a bobina mobile con raddrizzatore a semionda). Viene indicato il valore medio lineare di una semionda dell'oscillazione.
C = In presenza di una linea caratteristica a due pendenze simmetriche (per esempio strumento a bobina mobile con raddrizzatore ad onda intera). Viene indicato il valore raddrizzato (valore medio lineare delle due semionde).

Gli strumenti a bobine incrociate si distinguono per la loro indicazione indipendente dalla tensione. Trovano impiego sopratutto nel campo automobilistico per l'indicazione di temperature o simili, per il fatto che le variazioni della tensione di batteria non hanno influenza sull'indicazione dello strumento.

Lo strumento a ferro mobile

In una bobina percorsa dalla corrente da misurare si trovano due elementi di ferro dolce disposti in modo che uno sia solidale

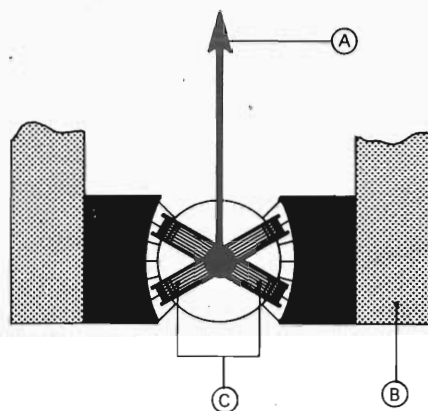



Fig. 1.4 Costruzione schematica di uno strumento a bobine crociate:
A = indice
B = magnete permanente
C = bobine crociate

con la bobina e l'altro possa ruotare su un asse. Le due piastrine vengono magnetizzate in senso concorde dal campo magnetico prodotto dalla bobina e tendono a respingersi tra di loro.

Appare un momento di rotazione che fa ruotare l'asse dello strumento, la piastrina e l'indice fino a raggiungere l'equilibrio con il momento opposto generato dalle molle a spirale. Una camera d'aria collegata all'asse del sistema ne smorza le oscillazioni.

La forza che si sviluppa tra le due piastrine dipende dal quadrato dell'induzione. Se il ferro non è saturato appare una dipendenza abbastanza lineare tra corrente ed induzione, dimodochè la scala di uno strumento a

ferro mobile avrà una suddivisione con legge quadratica. Con un'opportuna sagomatura delle piastrine di ferro si può ottenere praticamente qualsiasi tipo di suddivisione della scala, per cui lo strumento può essere adattato alle varie applicazioni.
La magnetizzazione delle placchette di ferro segue anche una rapida inversione della polarità, cosicchè lo strumento a ferro mobile è adatto alla misura di correnti alternate senza l'uso di particolari accorgimenti. Questo strumento fornisce indicazioni abbastanza esatte per frequenze fino a 100 Hz.
Per misure in corrente continua influisce la magnetizzazione residua, che rende le deviazioni differenti a seconda che la corrente salga o scenda. Per misure in corrente alternata compaiono errori dovuti ad isteresi ed a correnti parassitarie, che possono essere ridotti entro limiti trascurabili con un'oculata scelta della lega magnetica e con la piccola dimensione delle piastrine.
Per contro si nota il fatto negativo che, a causa della curvatura delle caratteristiche di magnetizzazione, il valore quadratico medio dell'induzione, che ha effetto preponderante nell'indicazione, risulta più piccolo del valore quadratico medio della grandezza da misurare. Uno strumento a ferro mobile mostra il valore di una tensione alternata minore dello stesso in corrente continua. Le suddivisioni della scala sono differenti per la corrente continua e per la corrente alternata. Negli strumenti di precisione odierni questo difetto può essere compensato quasi totalmente con l'uso di determinate leghe ferrose. L'impiego dello strumento come voltmetro oppure amperometro determina il tipo dell'avvolgimanto della bobina. Suddividendo la bobina in sezioni si possono mettere a disposizione vari campi di misura. Lo strumento a ferro mobile ha un'elevata resistenza meccanica ed al sovraccarico, e quindi è molto adatto come strumento d'officina, per quanto la sensibilità di questi strumenti è tale che possono anche essere adoperati per misure più precise di laboratorio. Il consumo proprio è notevolmente maggiore dello strumento a bobina mobile, in quanto lo strumento a ferro mobile deve produrre da sè il proprio campo magnetico di eccitazione.

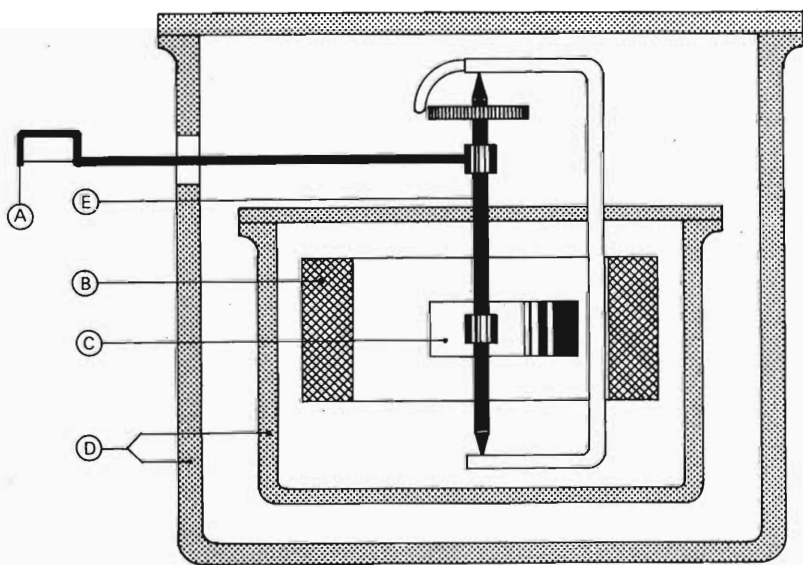



Fig. 1.5 Costruzione schematica di uno strumento a ferro mobile con protezione dai campi magnetici esterni:
A = indice
B = bobina di campo
C = ferro mobile
D = schermatura
E = perno

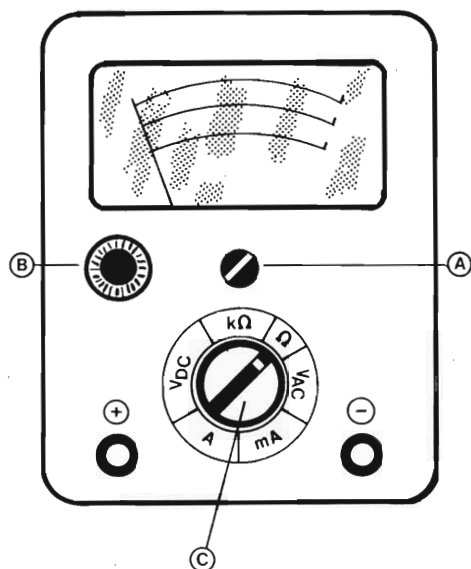
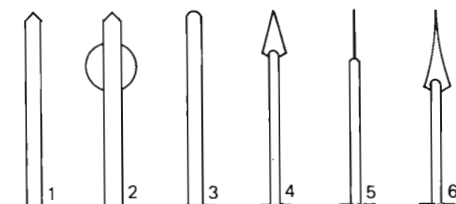



Fig. 1.6 Costruzione schematica di un semplice multimetro.

La costruzione pratica

Tensione continua, corrente continua, tensione alternata e resistenza ohmica possono essere misurate con un solo strumento multiplo. In figura 1.6 si vede lo schizzo di un tale strumento.
Ciascun multimetro si può suddividere in due parti: la parte indicatrice e la sezione di adattamento munita di commutatore delle portate di misura. L'indicatore è uno strumento di uno dei tipi già descritti (di solito uno strumento a bobina mobile), la cui scala rechi le suddivisioni corrispondenti alle varie portate di misura.

a) l'indice
La figura 1.7 mostra diverse forme dell'indice. Con la scelta di un determinato tipo si deve sempre stabilire un compromesso: un indice sottile è più preciso, ma si vede con difficoltà. Un indice massiccio è relativamente impreciso. Soluzioni intermedie sono date dagli indici a coltello od a punta di lancia. È sempre necessario un esatto ritorno a zero dell'indice. La correzione del punto di zero avviene con l'aiuto di una vite di correzione A (figura 1.6), senza che la grandezza da misurare sia collegata allo strumento, ossia con i puntali aperti.

b) la scala
In figura 1.8 sono indicate varie suddivisioni della scala. La loro applicazione dipende dal tipo di strumento usato. In ogni caso le deviazioni dell'indice sono da tarare per la corrispondente scala. Per evitare errori di lettura che appaiono quando si osservi l'indice da differenti angoli visuali (parallasse), gli strumenti più costosi sono equipaggiati con una scala a specchio. In questo modo il valore indicato può essere letto senza errori.

c)I contrassegni sulla scala:
I contrassegni che appaiono sulla scala dello strumento di misura, danno delle notizie sulle sue proprietà. Essi contengono, accanto al marchio d'origine ed al tipo di unità misurate, la classe di precisione, l'indicazione del tipo di corrente, ideogrammi del tipo di strumento, della posizione in cui deve stare durante la lettura, della tensione nominale, come pure indicazione sulle condizioni nominali e sugli accessori. I più importanti tra questi segni sono raccolti in fig. 1.9.

La definizione delle tolleranze negli strumenti elettrici viene indicata con la classe. In questo concetto trovano posto un certo numero di requisiti che influenzano negativamente il risultato della misura. La tabella fornisce un compendio delle tolleranze correnti. La classe è quindi un'indicazione della precisione dello strumento. Indica il massi-

Fig. 1.7 Varie forme di lancette:
1 = Indici a bastoncino
2 = Indici a bastoncino
3 = Indici a bastoncino
4 = Indice a punta di lancia
5 = Indice a coltello
6 = Indice a punta di lancia sagomata a coltello

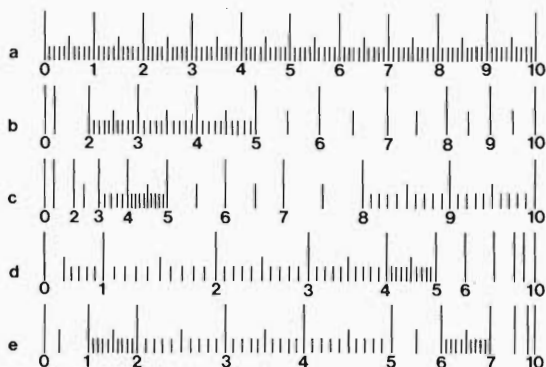



Fig. 1.8 Diversi tipi di scala:
a) scala lineare
b) scala approssimativamente lineare
c) scala quadratica
d) scala inizialmente allargata
e) scala compressa

mo errore di misura percentuale riferito al valore di fondo scala. Gli errori relativi di misura risultano quindi minimi in prossimità del fondo scala.
Esempio: Il fondo scala è una tensione continua di 30 V. La classe di precisione è 2,5. Alla deviazione completa di 30 V l'errore possibile si può considerare ± 0,75 V.

La resistenza d'ingresso

La resistenza d'ingresso rappresenta per lo strumento multiplo un dato molto importante. Tanto maggiore il valore di questa resistenza, tanto minore risulta l'influenza sulla grandezza da misurare. Questo è di particolare importanza per misure su circuiti a transistori ad alta impendenza. La resistenza d'ingresso varia nei diversi tipi di strumenti tra 1000 ohm/volt e 100.000 ohm-/volt. Per misurare in tensione alternata la resistenza d'ingresso scende per un fattore che va da 2 a 10.
La resistenza effettiva, rilevante per la misura, si ottiene moltiplicando la portata predisposta (valore di fondo scala) per la resistenza data in ohm per volt. Esempio: Per una resistenza interna di 20 k Ω/V ed un valore di fondo scala di 10 V la resistenza interna effettiva ammonterà a: 20 k Ω/V . 10 V = 200 k Ω. Se per la misura della tensione il multimetro si collega in parallelo al potenziale da misurare, la resistenza di ingresso dello strumento forma un circuito parallelo con la resistenza del valore da misurare.
In figura 1.10 si deve misurare la tensione di base dello stadio a transistor. In teoria si stabilisce al punto nodale di R1/R2 ossia alla base di T1 una tensione di circa 3,3 V. Effettuando la misura con un multimetro (Ri = 20 k Ω/V, portata 5 V f.s.) il valore segnato dallo strumento sarà di 2,9 V. In questo esempio non si tiene conto dell'effetto della classe. Se per contro lo strumento a disposizione ha una resistenza d'ingresso di soli 5.000 Ω/V, la resistenza d'ingresso totale per un valore di fondo scala di 5 V sarà 25 k Ω. Questa, messa in parallelo con R2 false-

Fig. 1.9 I più importanti contrassegni scritti sulle scale.

	Strumenti di pregio da laboratorio			Strumenti economici da officina			
Classe	0,1	0,2	0,5	1	1,5	2,5	5%
* Errori dell'indice ±	0,1	0,2	0,5	1	1,5	2,5	5%
** Influsso posizione ±	0,1	0,2	0,5	1	1,5	2,5	5%
** Temperatura ±	0,1	0,2	0,5	1	1,5	2,5	5%
** Tensione ±	0,1	0,2	0,5	1	1,5	2,5	5%
** Riscaldamento ±	—	—	—	0,5	0,75	1,25	2,5%
** Frequenza ±	0,1	0,2	0,5	1	1,5	2,5	5%
** Cause esterne 1) ±	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75%
.... 2) ±	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5%
.... 3) ±	3	3	3	3	6	6	6%

1) Per strumenti schermati
2) Per strumenti a bobina mobile non schermati
3) Per i restanti strumenti

*) Errore di indicazione alle condizioni nominali
**) Influssi all'interno dei campi d'influenza

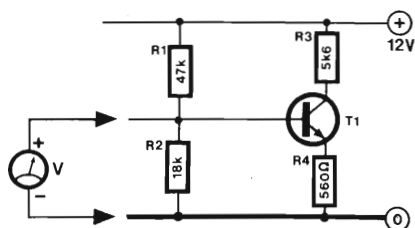



Fig. 1.10 Misura della tensione al partitore di base di uno stadio a transistor.

rà il risultato della misura. Lo strumento segnerà solo 2,2 V. Se non si considera la resistenza d'ingresso dello strumento si è facilmente portati a prendere decisioni sbagliare, a cercare per esempio componenti difettosi, falsi contatti od altri errori circuitali dove in realtà non ve ne sono.

La resistenza d'ingresso di un multimetro deve essere tenuta in conto in una misura di tensione. Solo se risulta almeno dieci volte maggiore della resistenza dell'elemento sotto misura, può venir trascurata.

La tensione alla resistenza R2 si calcola con la formula:

$$U_{R_2} = U_B \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

U_B è la tensione di alimentazione. Con la messa in parallelo della resistenza d'ingresso R_i la formula cambia, e diventa:

$$U_{R_2} = U_B \frac{R_2 \,||\, R_i}{R_2 \,||\, R_i + R_1}$$

Iscrizione	Significato	Osservazioni
VDC	misura in tensione continua	valore letto in V (volt), DC = direct current = corrente continua
mA =	misura in corrente continua	valore letto in mA; mA = milliampere
A =	misura in corrente continua	valore letto in A (Ampere)
Ω	misura di resistenze	valore letto inΩ (ohm)
kΩ	misura di resistenze	valore letto in kΩ (kiloohm)
VAC	misura in tensione alternata	valore letto in V AC = alternating current = corrente alternata

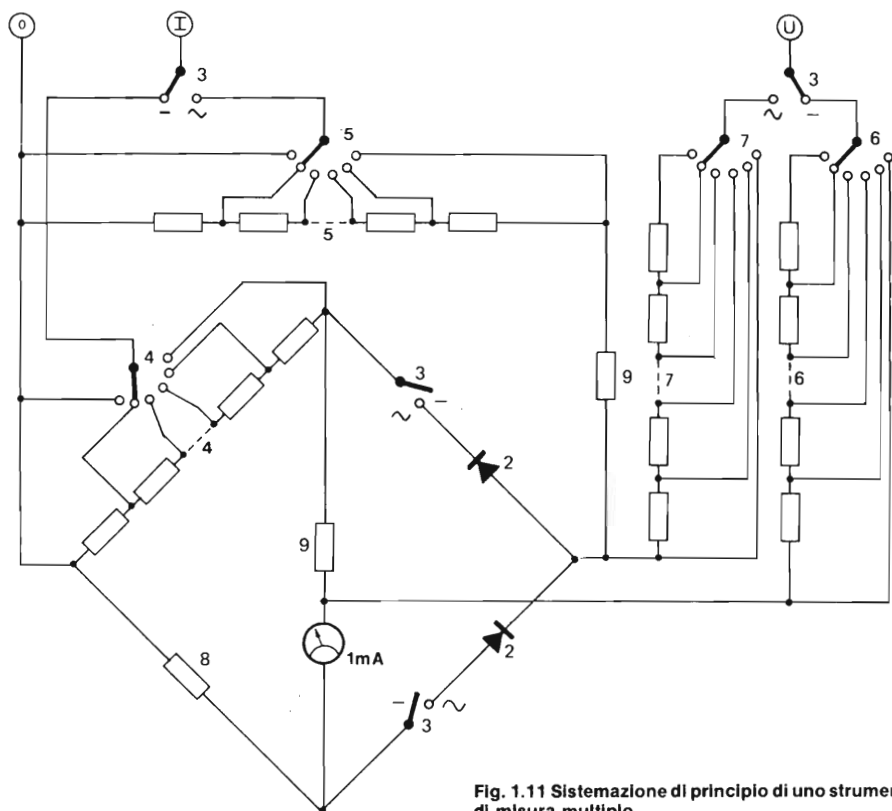



Fig. 1.11 Sistemazione di principio di uno strumento di misura multiplo.

Il gruppo di servizio

Di regola il gruppo di servizio ha, accanto al commutatore delle portate, due prese che servono all'inserzione dei puntali di misura (figura 1.6). In molti casi una delle prese è contrassegnata da ⊕V,mA, Ω e l'altra da⊖ COM (COM = Massa comune). Il potenziometro B serve alla correzione del punto di zero nella misura delle resistenze. Con il selettore delle portate C viene per prima cosa scelto il tipo della misura, e per seconda la portata di misura. Nella tabella sono riportati i singoli contrassegni. Ci sono naturalmente in commercio degli strumenti che, accanto alle possibilità descritte ne dispongono di parecchie altre. Con gli strumenti di maggior prezzo si possono misurare, per esempio, anche correnti alternate, capacità, livelli in dB e correnti ai transistori. Occorre sempre, prima di acquistare uno strumento della classe di prezzo superiore, valutare attentamente se le possibilità di misura supplementari offerte si potranno in pratica considerare utili.

Il principio di un multimetro

In figura 1.11 si vede lo schema di principio di un multimetro. Con questo strumento si possono misurare tensioni e correnti sia continue che alternate. Tutti i normali apparecchi senza stadio amplificatore lavorano secondo questo principio. Apparecchi della classe di costo superiore sono anche protetti contro le sovratensioni da una coppia di diodi.

Gli strumenti di misura analogici hanno accompagnato lo sviluppo della tensione elettrica sin dal loro inizio. Ancor oggi, quando la realizzazione di sistemi di misura digitali non presenta particolari difficoltà, essi mantengono una salda posizione nella tecnica delle misure e della manutenzione. Nei seguenti capitoli verranno descritti alcuni interessanti casi di applicazione di un multimetro.

Gli elementi circuitali contrassegnati da un numero nello schema, hanno il seguente significato.

1. Equipaggio a bobina mobile
2. Raddrizzatore
3. Selettore alternata-continua
4. Resistenze parallelo con commutatore per correnti continue
5. Resistenze parallelo con commutatori per correnti alternate
6. Resistenze serie con commutatore per correnti continue
7. Resistenze serie con commutatore per correnti alternate
8. Resistenza del ponte raddrizzante.
9. Resistenze aggiunte per misurare in corrente alternata

Ȯ: Ingresso di misura comune
I: Ingresso per le misure di corrente
U: Ingresso per le misure di tensioni.

2

Lo strumento di misura multiplo come multimetro universale

Tensioni continue, correnti continue, tensioni alternate e resistenze ohmiche sono le grandezze che si possono misurare con un tester relativamente a buon mercato. Nella misura di queste grandezze, per avere un risultato preciso, sono indispensabili alcune precauzioni.

- Verificare prima della misura se in posizione di riposo l'indice si trova nel punto di zero della corrispondente scala di misura.
- Scegliere la portata in modo che, effettuando la misura, l'indice possa compiere un'escursione più ampia possibile.
- Nella lettura del valore misurato su uno strumento con la scala a specchio, effettuare l'osservazione in modo che l'indice e la sua immagine speculare si ricoprano a vicenda. In caso di strumenti sprovvisti di scala a specchio occorre effettuare la lettura osservando la posizione della punta dell'indice.
- Nelle misure di tensione valutare nel risultato l'effetto della resistenza interna o sensibilità (Ohm/Volt).Inoltre: nella misura della corrente lo strumento deve avere la minor possibile resistenza interna.

Misure di tensioni, correnti e resistenze sono relativamente facili da eseguire e non danno certamente origine ad alcun problema. È perciò irrilevante procedere soltanto alla misura delle grandezze suddette. È molto più interessante aprirsi la possibilità di poter misurare mediante il multimetro ed un opportuno circuito supplementare anche altre grandezze (per esempio frequenza, potenza, ecc.). La prima cosa che suscita interesse è l'allargamento del campo di misura. Nello schema di principio di uno strumento di misura multiplo (figura 1.11, Cap 1) si possono già vedere delle resistenze in serie ed in parallelo. Il paragrafo che segue mostra come uno strumento di misura, con l'aiuto di tali resistenze, possa soddisfare a questi requisiti.

Allargamento del campo di misura

Qualora si abbia a disposizione uno strumento a bobina mobile che debba essere installato fisso su un'apparecchiatura, occorre adattare lo strumento al valore della grandezza da misurare. Per mezzo di resistenze in parallelo oppure in serie lo stru-

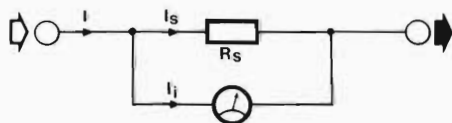



Fig. 2.1 Allargamento della portata mediante resistenza in parallelo (shunt).

mento viene adattato al valore della grandezza da misurare.
Per l'aumento della portata in corrente occorrono delle resistenze in parallelo allo strumento (dette anche shunt).
Per la misura di correnti indicata in figura 2.1 si ha a disposizione uno strumento a bobina mobile con resistenza interna di 100 Ω e portata 1 mA. La corrente da misurare è di 1 A. Attraverso lo strumento deve passare al massimo 1 mA, quindi i restanti 999 mA devono essere deviati sulla resistenza shunt.

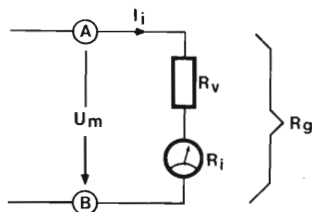



Fig. 2.2 Allargamento del campo di misura mediante resistenza serie.

Fig. 2.3

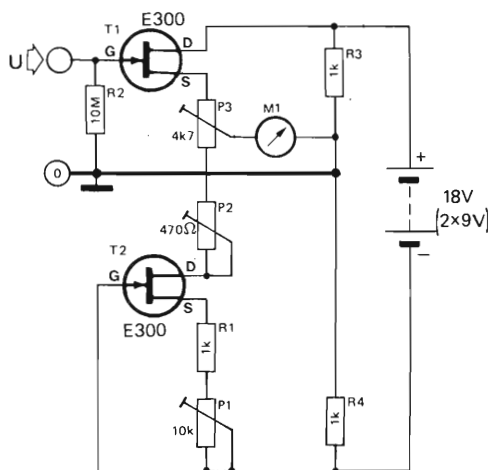
devono essere deviati sulla resistenza shunt.

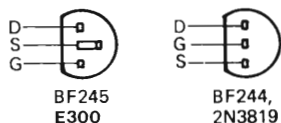
$$
\begin{aligned}
I_s &= I - I_i \\
&= 1\ A - 1\ mA \\
&= 0{,}999\ A = 999\ mA
\end{aligned}
$$

La caduta di tensione allo strumento è quindi allo shunt ammonta a:

$$
\begin{aligned}
U_s = U_i &= I_i \cdot R_i \\
&= 1\ mA \cdot 100\ \Omega \\
&= 100\ mV
\end{aligned}
$$

Con l'aiuto della legge di Ohm si può ora calcolare il valore della resistenza in parallelo R_s:

$$
\begin{aligned}
R_s &= \frac{U_s}{I_s} \\
&= \frac{100\ mV}{999\ mA} \\
&= 0{,}1001\ \Omega
\end{aligned}
$$

Per misurare la corrente di 1 A lo strumento a bobina mobile deve avere una resistenza da 0,1 Ω in parallelo ai suoi morsetti.
Se con lo strumento adoperato nella misura della corrente si vuol misurare una tensione di 5 V occorre, al posto dello shunt, una resistenza serie R_v.
Con i dati $R_i = 100\ \Omega$ ed $I_i = 1\ mA$ si deve tener conto di una caduta massima allo strumento di 100 mV. I restanti 4,9 V devono cadere sulla resistenza serie R_v. Questo vuol dire che:

$$
\begin{aligned}
R_v &= \frac{U_{R_V}}{I_i} \\
&= \frac{4{,}9\ V}{1\ mA} \\
&= 4{,}9\ k\ \Omega
\end{aligned}
$$

Per realizzare il valore di 4,9 k sono necessarie 4 resistenze di misura e precisamente 4,7 k + 180 Ω + 10 Ω + 10 Ω.
I due esempi mostrano come si possa adattare uno strumento a bobina mobile per i diversi campi di applicazione. L'adattamento del campo di misura è necessario per esem-

pio quando si vogliano misurare la tensione e la corrente all'uscita di un alimentatore.
Se lo strumento deve essere commutabile per parecchie portate di corrente non basta lo shunt fisso mostrato in figura 2.1. Si devono usare in questo caso varie resistenze in parallelo commutabili. In nessun caso la resistenza di contatto del commutatore deve essere inserita nel circuito di potenza insieme allo shunt. Resistenze in parallelo semplicemente commutabili tra loro non sono adatte per questo motivo. Un circuito che non venga influenzato dalla resistenza di contatto del commutatore si può trovare nello schema di principio dello strumento multiplo (commutatore e resistenze④+⑤in figura 1.11, cap. 1).
Anche la figura 2.3 mostra un sistema di ampliamento della portata. Il circuito mostrato aumenta la resistenza di ingresso dello strumento multiplo.
A causa della bassa resistenza di ingresso dei tester economici è di solito impossibile eseguire con questi strumenti misure corrette su elementi di circuito ad alta resistenza. Il preamplificatore a FET qui descritto elimina questo difetto.
Il circuito consiste in un source-follower (TI) con 10 M di resistenza di ingresso il quale è alimentato da un generatore di corrente costante a FET T2. Questo tipo di circuito a generatore di corrente è stato scelto perchè mostra una minima dipendenza dalla temperatura.
La tensione di source di T1 è maggiore del potenziale presente al punto di zero virtuale, il quale viene stabilito mediante R3 ed R4. D'altra parte la tensione di drain di T2 è negativa rispetto al potenziale di zero con una sufficiente corrente attraverso T1 e T2. La corrente attraverso T1 e T2 viene regolata ad 1 mA per mezzo di P1, quindi su P3 si devono misurare 4,7 V.
La regolazione grossolana del punto di zero dello strumento collegato avviene con P3, mentre con P2 avvine la regolazione fine. I valori di P1, R1 P2 e P3 si adattano a strumenti con sensibilità di ingresso maggiore di 10 k/V. Per strumenti meno sensibili bisogna aumentare la corrente passante nei

Fig. 2.4 Lo schizzo mostra una possibilità di collegamento del predispositore a FET con un multimetro.

Fig. 2.5 Un convertitore integrato frequenza-tensione (4151) permette, insieme ad un comparatore che lo precede (IC1) e ad un inseguitore di tensione all'uscita (IC3), la misura diretta della frequenza con un multimetro.

FET, diminuendo in modo adatto i valori dei componenti inseriti.
L'apparato può essere alimentato sia con una batteria a 9 V che dalla rete, con tensione continua non stabilizzata di 18 V. La massima tensione di alimentazione ammessa è 30 V ed a 18 V il circuito assorbe circa 10 mA dall'alimentazione. La massima tensione di ingresso ammessa è di 6 V, per tensioni maggiori bisogna prevedere un partitore d'ingresso.
A posto del FET E 300 previsto nello schema 2.3, si possono impiegare anche i tipi BF 244, BF 245, e 2N 3819. Le connessioni ai piedini dei transistori suddetti appaiono in figura 2.3.

Periodo e frequenza

Nei circuiti a corrente continua il flusso della corrente ha una direzione costante, ossia la corrente passa solo nella direzione "dal più al meno". Invece nei circuiti a corrente alternata la direzione del flusso cambia continuamente.
Un'oscillazione completa è chiamata, a prescindere dalla forma dell'onda, periodo. Il numero dei periodi in un secondo si chiama frequenza. L'unità di frequenza è il Hertz. La dipendenza matematica tra la durata del periodo e la frequenza, risulta relativamente semplice:

$$T = \frac{1}{f}$$

T = durata del periodo
f = frequenza.
La frequenza della rete a 220 V in Europa è di 50 Hz. Questo corrispondente ad una durata del periodo di 20 ms. Nei circuiti elettronici appaiono frequenze molto basse e frequenze molto alte, a seconda del tipo di circuito.

Dati tecnici:

Campo di misura	:	10 Hz ... 10 kHz
Impendenza d'ingresso	:	> 560 k
Sensibilità	:	500 mVss
Massima tensione di segnale	:	400 Vs
Carico all'uscita	:	⩾ 5 k (per 10V fondo scala)

Per la misura della frequenza e della durata del periodo esistono appositi frequenzimetri. Allo stato attuale della tecnica, questi ultimi sono costruiti con componenti ad alta integrazione e dispongono di una indicazione digitale. Con un piccolo dispositivo supplementare anche i semplici multimetri possono essere equipaggiati per la misura della frequenza.

Un multimetro, detto anche tester o strumento di misura universale, ha con ragione questa denominazione qualora possa misurare, accanto alle correnti, alle tensioni ed alle resistenze, anche altre grandezze. Allo scopo il multimetro deve essere fornito di un sistema per convertire la grandezza da misurare, per esempio, in una tensione. Con il convertitore frequenza-tensione che descriviamo qui di seguito si può misurare con un tester qualsiasi frequenza da 10 a 10.000 Hz. Per misure nel campo delle basse frequenze occorre assolutamente un frequenzimetro digitale. Un sistema di misura analogico può, a certe condizioni, essere più semplice e meno impegnativo, tanto più che la "lettura" analogica è quasi sempre prevista. Manca solo un convertitore appropriato che trasformi la frequenza da misurare in una grandezza "comprensibile" da parte dello strumento. La scelta è caduta su un convertitore frequenza-tensione basato su un circuito integrato: il 4151 della Raytheon. Questo integrato per convertitore ha una precisione dell'1% (senza considerare la precisione del multimetro), che potrebbe essere sufficiente nella maggior parte dei casi.

L'integrato è preceduto da un comparatore in quanto richiede che il segnale d'ingresso soddisfi a determinate condizioni. Il comparatore provvede a ricavare dal segnale d'ingresso, che ha forma ed ampiezza qualsiasi (tensione minima d'ingresso 50 mV), dei segnali adatti a pilotare il 4151. Il valore di picco della tensione può essere al massimo di 400 V. L'uscita resiste al cortocircuito.

La figura 2.5 mostra il circuito completo del dispositivo per la misura della frequenza. Fintanto che il condensatore C1 resiste alla tensione, si possono collegare all'ingresso tensioni alternate fino a 400 V_s (le tensioni continue sono bloccate da C2). I diodi D1 e D2 cortocircuitano le tensioni che potrebbero danneggiare il comparatore (IC1). Inol-

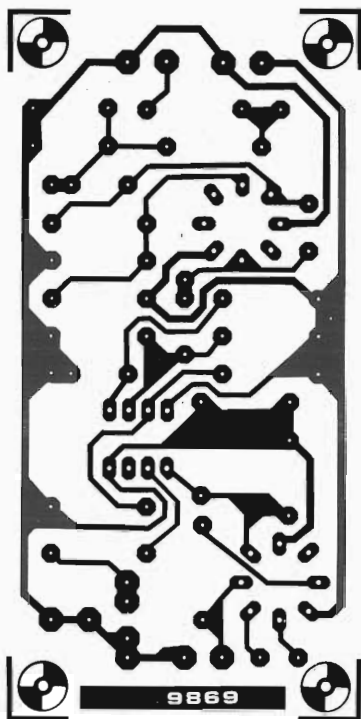



Fig. 2.6 Serigrafia delle piste e disposizione dei componenti dell'accessorio per la misura della frequenza.

Elenco dei componenti

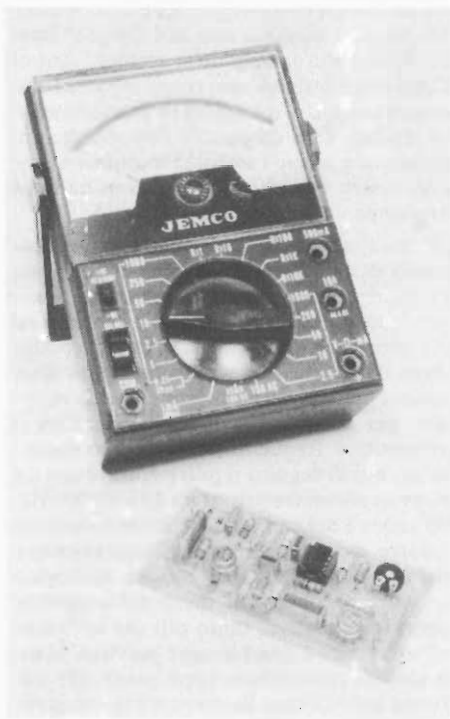
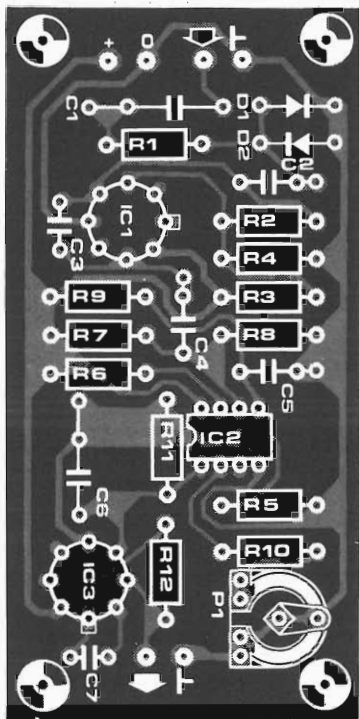
Resistenze

R1 = 560 k
R2 = 10 M
R3,R4,R12 = 2k2
R5,R6,R8 = 10 k
R7 = 4k7
R9 = 6k8
R10 = 5k6
R11 = 100 k
P1 = 10 k Trimmer

Condensatori:

C1 = 22 n/400 V
C2 = 22 n
C3 = 3p3
C4,C5 = 10 n
C6 = 1 μ MKM oder MKH
C7 = 56 p

Semiconduttori:

D1,D2 = DUS
IC1,IC3 = 3130
IC2 = 4151

tre, per evitare che le tensioni all'ingresso del comparatore possano diventare negative, queste sono applicate tramite un partitore di tensione R3/R4, che le divide a metà. La resistenza R2 può essere trascurata a cagione dell'impendenza molto alta del 3130.
In dipendenza dalla (molto piccola) tensione di offset, l'uscita in assenza di segnale d'ingresso può trovarsi al potenziale di massa oppure a quello della tensione di alimentazione. Se all'ingresso appare una tensione alternata, la tensione all'ingresso invertente del comparatore è molto inferiore di quella all'ingresso non invertente, a causa dell'alto valore di R2.
Il comparatore bascula quindi tra le sue due condizioni stabili in sincronismo con la frequenza del segnale d'ingresso. Il condensatore C3 aumenta la velocità di commutazione, per cui il segnale di uscita rettangolare mostra un'elevata pendenza dei fianchi. La frequenza di questo segnale viene trasformata dal 4151 in una tensione continua ad essa proporzionale. L'esatta dipendenza tra frequenza e tensione si ricava dalla formula che segue:

$$\frac{U}{f} = \frac{R_9 \cdot R_{11} \cdot C_5}{0{,}486\,(R_{10} + P_1)}$$

Con il dimensionamento dato nello schema si ottiene un fattore di conversione di 1 V/kHz, per cui una portata di fondo scala dello strumento di 10 V corrisponde ad una frequenza di 10 kHz. I multimetri che abbiano, per esempio, una portata di 6V, possono naturalmente essere usati; in questo caso il limite superiore di frequenza è di 6 kHz. Se si vuole misurare delle frequenze fino a 10 kHz con una portata di 6 V, si deve regolare in modo diverso il potenziometro P1. Non è in ogni caso più possibile una lettura diretta.In alcuni casi può essere utile cambiare i valori

di R10 e/o P1, ma la resistenza totale tra il piedino 2 dell'integrato e la massa non deve avere un valore inferiore ai 500 Ω.
Come stadio d'uscita serve un altro integrato tipo 3130 (IC3). Questo integrato si distingue, oltre che per l'alta impendenza di ingresso, anche per il fatto che, essendo collegato come inseguitore di tensione, può elaborare anche tensioni d'ingresso molto piccole. Le frequenze basse (al di sotto di 1kHz) possono essre lette con analoga precisione passando ad una portata inferiore (per esempio 1 V).
L'uscita è protetta dal cortocircuito per la presenza della resistenza R12. Per compensare la caduta di tensione su R12 (errore di misura!), la tensione che sta all'ingresso di questa resistenza viene prelevata e confrontata con la tensione presente all'ingresso non invertente, tramite l'ingresso invertente. La resistenza R12 provoca naturalmente, quando il multimetro è collegato, una perdita di tensione.
Perchè lo strumento possa, nonostante questo fatto, raggiungere il fondo scala nella portata di 10 V, la sua resistenza interna non può essere inferiore a 5 k. Per la portata di 10 V questo corrisponde ad una resistenza interna di 500 Ω/V. Ci si può accertare con un semplice esperimento se uno strumento è adatto oppure no; nell'ultima eventualità non viene raggiunto il fondo scala di 10 V.
Al posto del multimetro si può naturalmente usare uno strumento a bobina mobile incorporato, quando, per esempio, occorra tenere d'occhio con continuità la frequenza di un generatore di segnali. Con la basetta mostrata in figura 2.6 la costruzione del circuito non riserba difficoltà. Se l'ingresso del convertitore resiste ad una tensione massima di 400 V_s, non succede la stessa cosa con il corpo umano! Per cui, se si vuole misurare la frequenza di alte tensioni, bisogna disporre il circuito in un contenitore isolato. L'alimentazione può essere ottenuta con facilità, in quanto è sufficiente una tensione non stabilizzata. Per un alimentatore appropriato occorrono solo un trasformatore a 12 V, un rettificatore a ponte ed un condensatore elettrolitico (470 μ/25V). Se il circuito viene alimentato da una batteria, la tensione di alimentazione deve essere disaccoppiata mediante un condensatore al Tantalio da 10 μ/25V in parallelo.
Per la taratura del convertitore frequenza-tensione la cosa migliore è di usare un generatore capace di erogare con precisione una frequenza di 10 kHz. Questa frequenza viene applicata all'ingresso; quindi P1 deve essere regolato in modo che l'indice dello strumento arrivi a fondo scala nella portata di 10V. Si può quindi controllare se alle frequenze inferiori le indicazioni corrispondono con i valori effettivi.

Che cosa sono i watt?

Una domanda pertinente che già molti acquirenti di amplificatori hanno fatto. Un altro dispositivo da aggiungere al multimetro aiuta a chiarire la questione; i due apparecchi formano insieme un wattmetro. Per prima cosa occorre chiarire cosa si intende per watt. I numeri che dicono (o dovrebbero dire) qualcosa sulla potenza, sono molto utili nelle discussioni riguardanti gli amplificatori audio, per valutare la qualità ed il prezzo. Nei prospetti e nei fogli dati si ritrovano parecchi tipi di potenza.
Nelle considerazioni riguardanti la potenza degli amplificatori devono essere anche comprese quelle riguardanti gli altoparlanti necessari per far "suonare" il tutto.
La manipolazione dei dati di potenza ricava peraltro una motivazione nella concorrenza. Per non confondere con valutazioni errate un amplificatore di buona qualità con un apparecchio che promette più di quanto può mantenere, necessita la coscienza di alcune correlazioni.
Il massimo volume sonoro (livello acustico), che si può ottenere in maniera "indistorta" da una data combinazione amplificatore-altoparlante, dipende dalla potenza che l'amplificatore può fornire "senza distorsioni" all'altoparlante od agli altoparlanti. Questo vale però soltanto se l'altoparlante può convertire in suono "senza distorsioni" una potenza superiore a quella erogata dall'amplificatore; in altre parole: il limite della resa "indistorta" della combinazione non deve dipendere dall'altoparlante.
Se si pilota un impianto al di sopra del massimo della potenza, il suono sarà bensì più

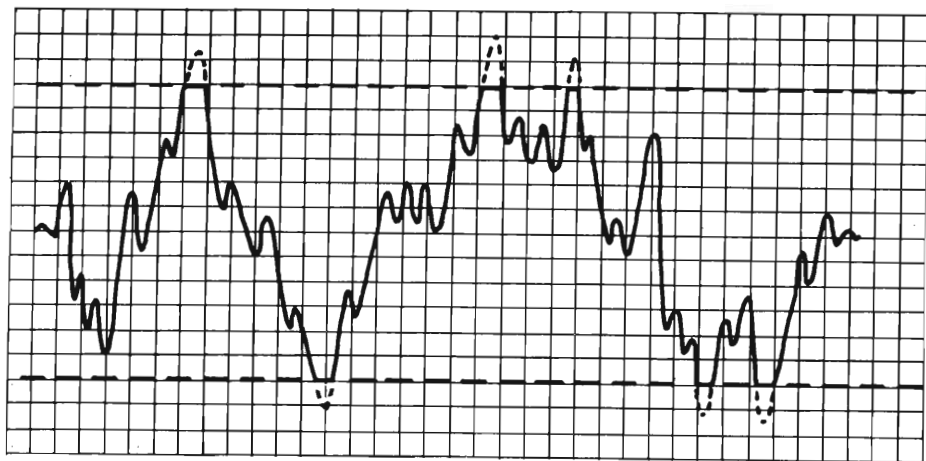



Fig. 2.7 Se un amplificatore è sovrapilotato, ossia se la tensione all'ingresso è maggiore di quanto possa elaborare l'amplificatore, subentra la limitazione dei picchi del segnale; invece dell'andamento tratteggiato che ha all'origine, il segnale prodotto dall'amplificatore ha la forma segnata con tratto continuo, che presenta una "spianatura" dei picchi.

forte, ma non più "indistorto". Per esempio la musica apparirà "rauca" nei passaggi "forti".

Normalmente si attribuisce a difetti dell'amplificatore il fatto che non si è soddisfatti della "pulizia" del suono che si può ottenere. Se si compera o si costruisce un amplificatore "più grande" si vedrà in questi casi che il livello sonoro aumenta di poco. Si immette bensì una maggior potenza nell'altoparlante, ma non si ottiene altro che un aumento della temperatura della bobina (o delle bobine) che facilmente nè può provocare la distruzione. Il rendimento di un altoparlante sta tra l'1 ed il 5%, il che significa che il 95%....99% della costosa potenza HI-FI viene trasformata in calore.

Il fattore di distorsione del segnale acustico prodotto dall'altoparlante è straordinariamente difficile da quantificare. Il pilotaggio dell'altoparlante deve avvenire con un'onda sinusoidale pura, ma specialmente gli elementi per i toni alti ed i toni medi potrebbero facilmente essere danneggiati da questo tipo di eccitazione. Non sempre si trovano dei dati riguardanti il fattore di distorsione nelle specifiche degli altoparlanti, e solo per i tipi più costosi, per i quali mancano comunque i dati riguardanti la dipendenza del fattore di distorsione dalla potenza immessa. Chi deve studiare degli impianti di riproduzione non ha la possibilità di stabilire l'influenza della potenza dell'amplificatore sulle "prestazioni" qualitative degli altoparlanti.

Nella misura della capacità di carico non si pilota l'altoparlante con una tensione sinusoidale ma con una tensione di rumore "colorato", il quale abbia uno spettro di frequenza che corrisponda statisticamente ad un segnale musicale "medio". Un altoparlante la cui possibilità di carico è stata verificata nel modo descritto, può essere pilotato da un amplificatore un tantino "più forte" senza per questo dover tenere il peggio; occorre però manovrare con cautela i controlli di volume e di tono.

Viene definita potenza sinusoidale la potenza fornita da un amplificatore pilotato da un segnale sinusoidale da 1000 Hz. Esistono dei limiti superiori da non valicare per le distorsioni contenute nel segnale di uscita. Per amplificatori stereo questa potenza viene misurata pilotando contemporaneamente i due canali. La potenza sinusoidale si calcola moltiplicando il valore efficace della tensione d'uscita per la corrente nel carico. Il valore efficace di una tensione o di una corrente si indica in inglese con la sigla RMS (Root Mean Square = Radice del valore quadratico medio). Per un segnale di forma sinusoi-

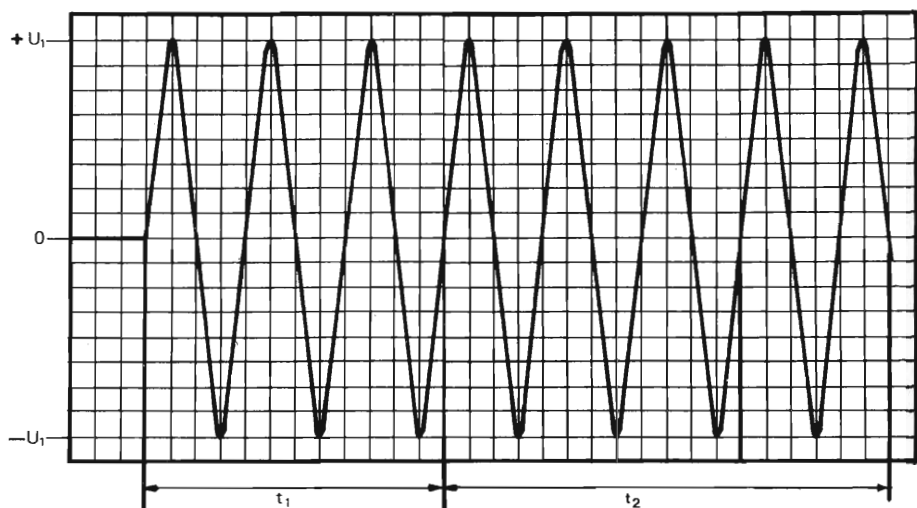



Fig. 2.8 Per il pilotaggio di un amplificatore si impiega un cosiddetto "segnale toneburst". Con questo segnale l'ampiezza corrisponde all'incirca alla tensione di alimentazione a vuoto U1 di un amplificatore.

dale si ottiene il valore efficace di una tensione o di una corrente moltiplicando il suo valore di picco o di cresta per il fattore $^1/_2 \cdot \sqrt{2} = 0{,}707$.

Qualche volta la specifica di un amplificatore viene abbellita fornendo il valore di picco della potenza ("potenza di picco"). Questo valore è, nel pilotaggio con onda sinusoidale, il prodotto del valore di picco della tensione di uscita dell'amplificatore per la corrente nel carico, ed ha un valore pressochè doppio della potenza sinusoidale. I valori della potenza di picco non danno informazioni aggiuntive sulla potenza di un amplificatore, ma hanno comunque una bella apparenza.

La potenza sinusoidale è una misura obbiettiva per il confronto degli amplificatori tra di loro, ed in questo sta il suo pregio principale; è anche naturalmente molto importante poter misurare e confrontare in modo obiettivo i fattori di distorsione, che sono un grosso problema per quanto riguarda gli altoparlanti, come già chiarito in precedenza.

Peraltro ci si può chiedere se sia sufficiente confrontare tra loro le potenze sinusoidali. In pratica si tratta infine solo di poter riprodurre senza distorsioni dei segnali musicali. Il rapporto tra valore di picco e valore medio nel tempo sta, a seconda del tipo di musica e della compressione dinamica eventualmente adottata in registrazione, per lo più tra 10 dB e 15 dB. Perciò nel pilotaggio con segnale musicale la potenza media di uscita (considerata in un intervallo di tempo sufficientemente lungo) è sempre minore della potenza sinusoidale.

Non considerando una limitazione della corrente eventualmente prevista, la capacità di carico di un amplificatore dipende in primo luogo dalla tensione di alimentazione dello stadio finale. Non appena l'escursione del segnale di uscita si avvicina alla tensione di alimentazione, si verifica una limitazione dei picchi.

Come di vede in figura 2.7, i picchi dei segnali (parti tratteggiate delle curve) vengono tagliati, il che significa un valore maggiore del fattore di distorsione. Anche nel caso di segnali musicali con livello medio non troppo alto, può subentrare una limitazione in corrispondenza dei picchi. Per valutare la potenzialità degli amplificatori interessa anche sapere, oltre alla potenza sinusoidale, anche la massima potenza possibile per brevi picchi di segnale (impulsi).

In numerosi amplificatori offerti in commercio viene definita, oltre alla potenza sinusoidale anche la "potenza musicale". Si tratta quasi sempre di apparecchi provvisti

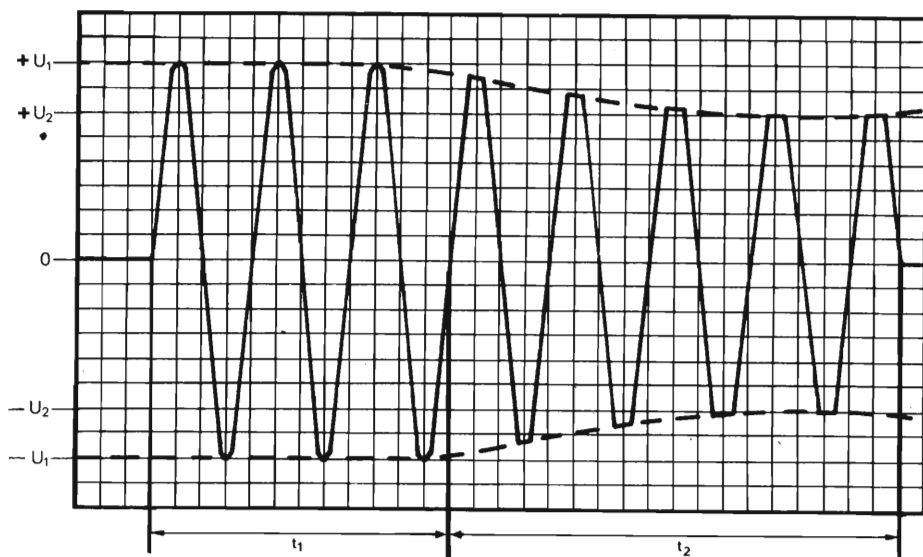



Fig. 2.9 Un amplificatore con alimentatore non stabilizzato può fornire per un breve periodo una potenza superiore a quella sinusoidale, se viene pilotato con un "toneburst" (potenza musicale). Con -U1 e +U1 sono designate le tensioni di alimentazione a vuoto, con -U2 e+U2 le tensioni di alimentazione con pilotaggio sinusoidale.
Nel tempo T1 l'amplificatore può erogare la piena potenza musicale; passato questo tempo subentra la limitazione, quando permanga il segnale di pilotaggio, il "toneburst".
In questa rappresentazione grafica non si tiene conto della sovrapposizione di una tensione di ronzio, che aumenta con l'aumentare del carico, alla (od alle) tensioni di alimentazione.

di alimentazione non stabilizzata. La potenza musicale è per la sua natura maggiore della potenza sinusoidale, è può dare una misura di quanto possa essere sovraccaricato l'amplificatore per brevi periodi (per esempio nei picchi del segnale). Per quanto ci consta non esiste nessun metodo normalizzato per misurare la potenza musicale, però si riconosce valida in generale la seguente definizione od una sostanzialmente identica. La potenza musicale è la potenza che si può ottenere con un fattore di distorsione ammissibile quando la tensione di alimentazione non si scosta dal suo valore normale a vuoto, ossia quando essa si mantenga costante.

Questa definizione è assolutamente rispondente e congrua. In amplificatori con alimentazione non stabilizzata, il valore della tensione di alimentazione dipende dalla potenza erogata. Se varia la potenza d'uscita, caso pressochè normale in un segnale musicale, la tensione di alimentazione non si adegua subito al nuovo valore, ma l'adattamento avviene con una certa lentezza. Le figure 2.8 e 2.9 mostrano il comportamento semplificato di un amplificatore con alimentatore simmetrico non stabilizzato (fig. 1.10). Viene introdotto nell'amplificatore un cosidetto "toneburst". Questo segnale ha una durata prefissata ed è formato da un certo numero di periodi completi di una tensione alternata sinusoidale. La sua ampiezza corrisponde pressochè alla tensione di alimentazione a vuoto U1. All'apparire del segnale l'alimentatore eroga corrente, e la tensione di alimentazione si abbassa gradualmente in quanto il condensatore di carico C (fig. 2.10) deve scaricarsi. La costante di tempo di scarica dipende tra l'altro dal valore capacitivo di C. Come mostra la figura 2.9 il sovrapilotaggio dell'amplificatore non appare subito dopo l'applicazione del "toneburst". Un amplificatore con alimentatore non stabilizzato è quindi in grado per breve tempo di elaborare senza distorsione segnali

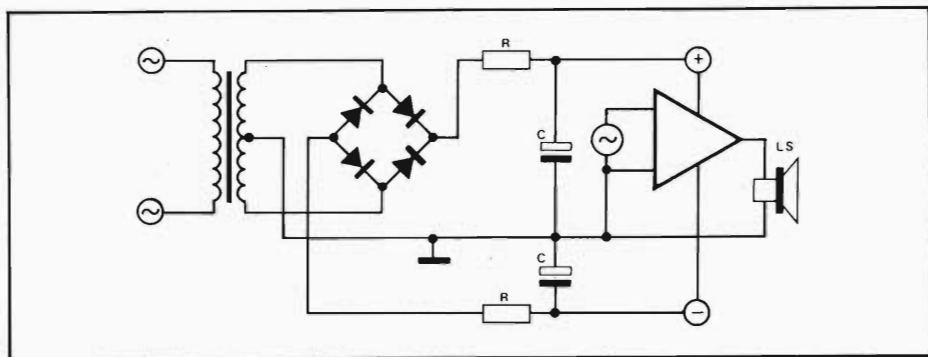



Fig. 2.10 Esempio di un amplificatore con alimentatore simmetrico non stabilizzato. Le resistenze R simbolizzano la resistenza interna dell'alimentatore. Dal dimensionamento del condensatore elettrolitico C dipende in misura notevole la potenza musicale ottenibile.

con ampiezza più elevata di quanto potrebbe fare con segnali sinusoidali di maggior durata. Se il segnale di "toneburst" si prolunga per un tempo maggiore, la tensione di alimentazione scende ad un valore U2 (fig. 2.9) e gli "ultimi" periodi sinusoidali vengono limitati.
Per definire la potenza musicale raggiungibile è importante anche il tempo di ricarica del condensatore C alla tensione di alimentazione a vuoto. Oltre al valore capacitivo C anche la resistenza R sulla quale il condensatore si ricarica, ha importanza per la determinazione del tempo. R in questo caso è la resistenza fittizia che rappresenta le perdite nell'avvolgimento del trasformatore e la resistenza diretta dei diodi raddrizzatori.
Oggigiorno viene adottata, specialmente nel progetto di amplificatori di grande potenza, una linea di condotta degna di nota: si assegna consapevolmente alla resistenza serie R un valore relativamente alto, e si fa il condensatore di carico C molto grande. La tensione a pieno carico U2 (fig. 2.9), per uscita sinusoidale, sta molto al di sotto della tensione a vuoto U1. In questo tipo di amplificatori il rapporto tra potenza musicale e potenza sinusoidale ha un valore che risulta considerevolmente superiore del normale.
Con un alto valore di R si ha lo svantaggio di un lungo tempo di carica del condensatore dell'alimentatore. In quale misura questo fenomeno si manifesti negativamente, dipende dal carattere del segnale musicale. La domanda decisiva è: quanto grande è la probabilità che ad un picco (ampiezza impulsiva) segua, entro un determinato intervallo di tempo, un altro picco? Occorre aggiungere ancora che tutte le potenze, anche quelle di perdita negli stadi finali, sono proporzionali in prima approssimazione al quadrato della corrispondente tensione di alimentazione U1 (oppure U2).
Sia la potenza in regime permanente che la potenza musicale (quando è data) sono quindi la misura della potenza massima che

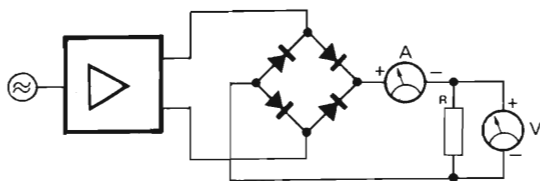



Fig. 2.11

l'amplificatore può erogare con una determinata distorsione del segnale di uscita (fattore di distorsione).
Tutti gli altri dati, come per esempio la potenza di picco oppure la potenza musicale di picco, testimoniano esclusivamente l'effettiva incompetenza di chi ha compilato le specifiche. Per la potenza acustica massima indistorta, la sola potenza dell'amplificatore non è sufficiente.
I maniaci delle alte potenze sono in genere i potenziali acquirenti di amplificatori. Questo significa che troppo spesso e troppo facilmente si presta fede ai dati tecnici troppo ottimisti. Anche un attento esame di quanto è spensieratamente scritto nei prospetti può talvolta portare ad importanti conoscenze.

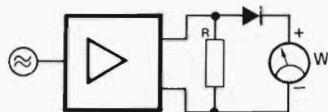



Fig. 2.12

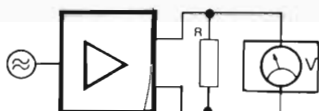



Fig. 2.13

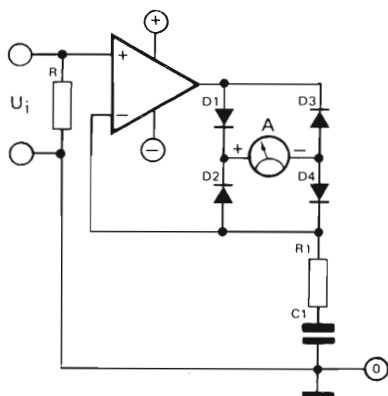



Fig. 2.14 Voltmetro elettronico con amplificatore operazionale per misure di potenza secondo il metodo indicato in figura 2.13.

Può darsi per esempio che in un amplificatore "2 x 30 W" si intenda la potenza musicale, e che la potenza sinusoidale, che da questa si può calcolare per confronto, assommi solo a 20 W per canale. Se poi per il funzionamento contemporaneo dei due canali, ci si deve ridurre a soli 2 x 14 W, dei "2 x 30 W" scritti rimane ormai ben poco.
Con il wattmetro stereo qui descritto si può misurare esattamente la potenza dell'amplificatore, fino a 140 W per canale. Il dato della potenza sinusoidale per canale non è ancora sufficiente in un amplificatore stereo, in quanto un alimentatore troppo debole va facilmente in sovraccarico per pilotaggio contemporaneo dei canali, così che non può essere raggiunta la potenza di targa. Con una corretta misura di possono caricare i due canali contemporaneamente ottenendo la cosidetta "B.C.D. output", secondo l'appropriata definizione inglese. in questo caso "B.C.D." non si riferisce alla tecnica digitale ma è l'abbreviazione di "Both Channels Drive". (Pilotaggio contemporaneo dei due canali).
Per la corretta misura misura della massima potenza di uscita occorrono, oltre al wattmetro, anche un generatore di frequenze acustiche (come sorgente di segnale), ed un oscilloscopio (per il controllo delle forme d'onda).

La sempre maggior richiesta di alte potenza acustiche ha determinato la scelta della portata del wattmetro; con lo strumento qui descritto sono possibili misure fino a 140 W (su 4 oppure 8 Ω), mentre il campo delle frequenze utili va da 5 Hz a 400 kHz(!) Per la misura della potenza degli amplificatori di bassa frequenza esistono vari metodi. Con quello descritto di fig. 2.11 avviene dapprima un raddrizzamento a due semionde quindi il segnale arriva all'"utilizzatore", che è la resistenza di carico R. Si misurano la corrente e la tensione e, come prodotto di questi due valori, si ottiene la potenza. I vantaggi di questo motodo sono la considerevole banda passante e la costruzione semplice. Le proprietà non lineari dei raddrizzatori e la loro caduta di tensione di manifestano come errori di misura.
La figura 2.12 mostra un circuito di misura nel quale la resistenza di carico R è collegata all'uscita direttamente. Un diodo come rad-

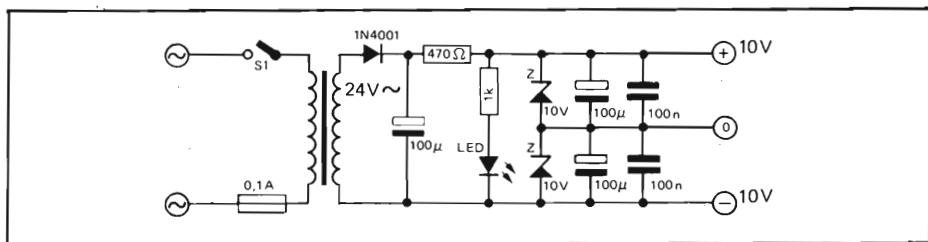



Fig. 2.15 Alimentatore simmetrico per il wattmetro, adatto anche per la versione stereo.

drizzatore ed uno strumento formano il circuito di misura; lo strumento può essere direttamente tarato in Watt. Vantaggi e svantaggi di questo sistema di misura sono gli stessi del primo modello con la complicazione che la scala non è più lineare, e deve essere disegnata appositamente.

Una terza possibilità di misurare la potenza è mostrata in figura 2.13. In parallelo alla resistenza di carico si pone un voltmetro elettronico per tensione alternata. Questa disposizione permette un'alta precisione di misura, in quanto si possono compensare le non-linearità dei diodi.

Inoltre è relativamente facile aggiungere altri campi di misura per rendere possibili ulteriori applicazioni dell'apparecchio. Il circuito secondo figura 2.13 ha lo svantaggio che la potenza di uscita non può essere letta direttamente ma si può facilmente calcolare con la seguente formula:

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Un voltmetro elettronico è un apparecchio che richiede una messa a punto complicata, ma il compito viene facilitato dall'impiego di circuiti integrati nel progetto.

Il campo di frequenza nel quale il voltmetro può essere usato dipende particolarmente dalla compensazione in frequenza dell'amplificatore operazionale impiegato.

I vantaggi di una misura di potenza con voltmetro elettronico giustificano l'impegno, per cui proponiamo un adatto circuito. In figura 2.16 si vede lo schema di un voltmetro elettronico secondo il sistema di figura

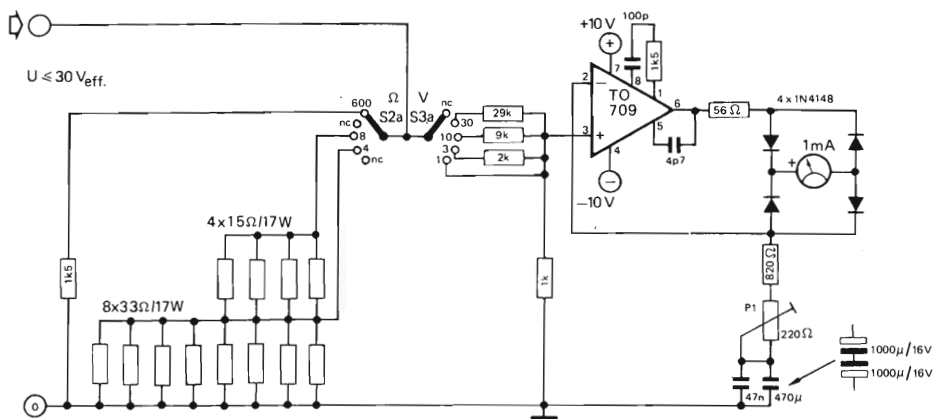



Fig. 2.16 Schema completo del wattmetro. I dati: massima tensione di misura (valore efficace) = 30V; portata della misura di potenza fino a 140 W (su 4 oppure 8Ω); banda di frequenza: 5 Hz......400 kHz.

2.13. L'amplificatore operazionale è collegato come generatore di corrente in alternata e stabilizza la sua corrente di uscita in modo che la tensione su R1 sia uguale alla tensione di ingresso U_i. Attraverso lo strumento a bobina mobile passa, senza essere influenzata dalle caratteristiche non lineari dei diodi D1.....D4, la corrente

$$I_A = \frac{U_i}{R_1}$$

mentre viene indicato dall'indice il valore medio I_A. Per tensioni sinusoidali vale:

$$I_A = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_{i\,eff}}{R_1} \approx 0,90 \frac{U_{i\,eff}}{R_1}$$

La potenza si può calcolare con l'aiuto della formula:

$$P = I_A^2 \cdot R$$

L'amplificatore operazionale è completamente controreazionato in continua, dimodochè viene eliminato l'offset. Il condensatore C1 va dimensionato in modo che la sua reattanza in corrente alternata sia trascurabile, alle più basse frequenze di misura, rispetto al valore resistivo di R1. L'amplificatore operazionale abbisogna di due tensioni di alimentazione, che in questo caso sono fissate a +10V e -10V. L'assorbimento di corrente del circuito è, anche nella versione stereo, così basso da richiedere un alimentatore molto economico. La figura 2.15 mostra un circuito molto adatto allo scopo.
Un trasformatore di rete con tensione secondaria di 24V è sufficiente. I due condensatori da 100 n servono al disaccoppiamento per l'alta frequenza; essi sono disegnati nello schema dell'alimentatore, ma nell'apparecchio finito dovranno essere collegati il più vicino possibile all'operazionale.
La figura 2.16 mostra il circuito completo del wattmetro. Nella versione stereo sono necessarie due di tali unità. La numerazione dei piedini dell'operazionale vale sia per la versione mini-DIL che per il contenitore TO.

L'impendenza d'ingresso del voltmetro è di 1 k. Non sono necessari accorgimenti per la compensazione della frequenza nella sezione d'ingresso per la commutazione delle portate, in quanto il partitore di tensione ha un'impendenza piuttosto bassa ma tuttavia sufficientemente alta rispetto alla resistenza di carico.
Al posto della resistenza di carico da 4 o da 8 Ω di difficile reperimento, nella quale deve essere dispersa l'intera potenza, si combinano in questo caso in modo appropriato delle resistenze da 17 W. Si tratta di esemplari del tipo "Vitrohm kH"; comunque possono funzionare altrettanto bene componenti di altra marca, purchè della stessa dissipazione e dello stesso valore resistivo. Devono avere la preferenza resistenze con bassa induttanza propria.
Il commutatore S2a ha 4 posizioni: 600 Ω, aperto (nc = not connected), 8 Ω e 4 Ω.
Con il commutatore S3a vengono scelte le portate di misura in tensione (valore efficace): 1V, 3V, 10V, 30V; nella quinta posizione di S3a viene interrotto il collegamento tra ingresso ed amplificatore di misura.
La posizione S2a = 600 Ω vale solo quando S3a è disposto nella posizione "1V". Questa disposizione circuitale è prevista per le "misure a 0 dB" nelle quali ad una tensione u_{eff} = 0,775V corrisponde una potenza di 1 mW.
Le resistenze del partitore di tensione hanno una tolleranza del 2%. I valori non unificati possono essere ricavati come segue: 2 k = 2·1 k in serie; 9 k = 2·18 k in parallelo; 29 k = 27 k e 2 k in serie.
In parallelo al condensatore da 470 μ (in questo caso occorre usare un elettrolitico bipolare, oppure una disposizione in serie a polarità opposta di due elettrolitici normali) sta un condensatore da 47 n del quale non si può fare a meno se si considera il comportamento in alta frequenza del circuito.
La taratura avviene per confronto con un voltmetro oppure un oscilloscopio ben tara-

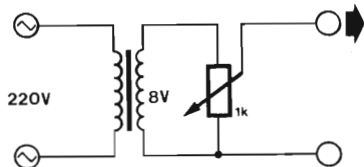



Fig. 2.17 Semplice generatore acustico a 50 Hz.

ti (per l'oscilloscopio $u_{eff} = u_{ss}/2,82$); lo strumento di confronto tarato deve essere collegato in parallelo alla resistenza di carico. La taratura avviene con il potenziometro P1; occorre inoltre controllare che la taratura venga mantenuta cambiando le portate.
Per lo strumento di misura da 1 mA non si deve proprio scegliere il tipo più a buon mercato in quanto valori non buoni della precisione e della linearità si rivolgono con molta facilità in errori di misura.
La misura della potenza massima avviene con il pieno pilotaggio dell'amplificatore. Occorre controllare con un oscilloscopio la forma d'onda all'uscita dell'amplificatore e regolarne al massimo l'ampiezza. Se i due commutatori S2a ed S3a (figura 2.16) sono in posizione "nc" l'amplificatore collegato lavora a vuoto.
Se non si ha a disposizione un appropriato strumento di confronto, e non si possiede nemmeno un generatore audio, si può ancora eseguire la misura. Il risultato non sarà più così esatto ma tuttavia ancora utilizzabile. Al posto della resistenza di carico si dispone un altoparlante da 4 o da 8 Ω. La

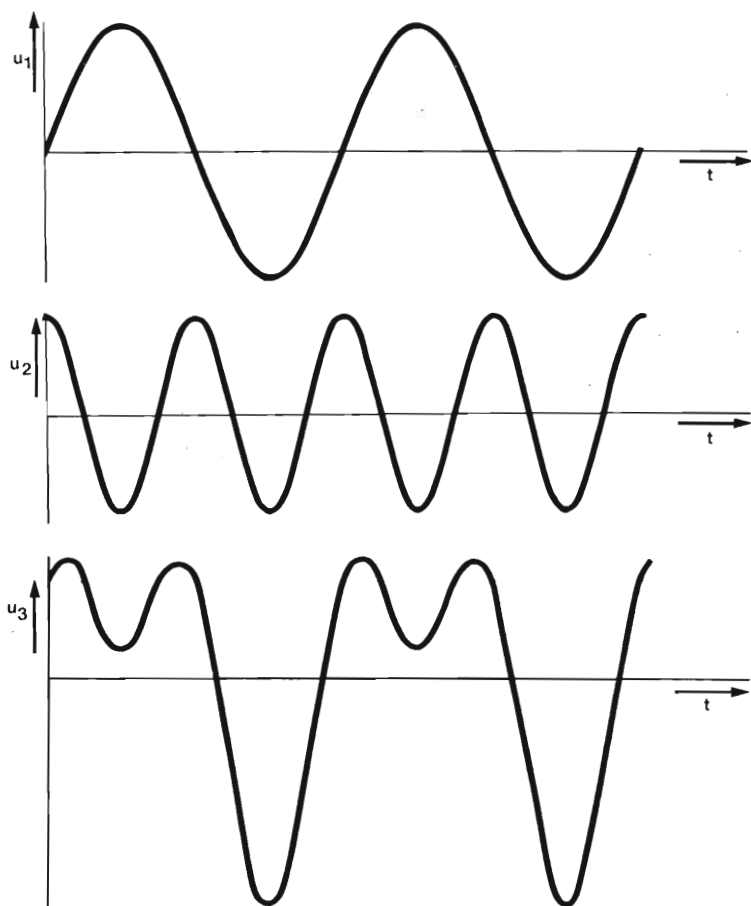
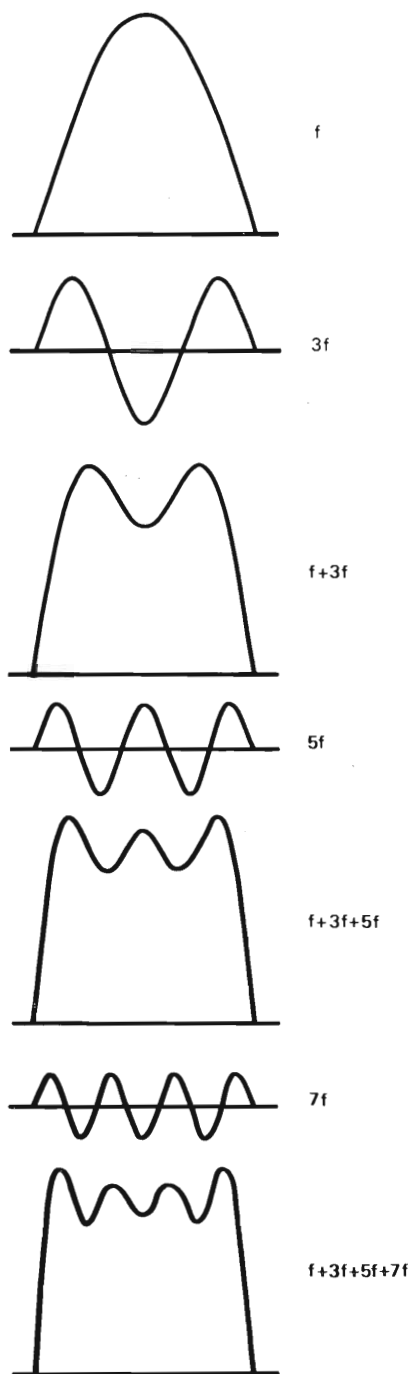



Fig. 2.18 Distorsioni possibili di una tensione sinusoidale pura causata da un'armonica.
u_1 = **Tensione sinusoidale**
u_2 = **Seconda armonica (frequenza doppia della fondamentale)**
u_3 = **Tensione somma risultante**

funzione del generatore audio è svolta da un trasformatore per campanelli con potenziometro di regolazione (figura 2.17).
Con il potenziometro si può regolare con continuità il segnale a 50 Hz da un'ampiezza di 0V ad una di 8V. (Inoltre: nel caso che in un trasformatore non si possa distinguere il primario dal secondario, basta una semplice misura di resistenza per chiarire il dubbio. L'avvolgimento che presenta una resistenza maggiore è il primario).
Nel caso che non si abbia a disposizione un oscilloscopio come strumento di confronto, ci si deve fidare per la misura del proprio orecchio musicale. Il segnale a 50 Hz viene applicato all'amplificatore. Esso è regolabile con continuità mediante il potenziometro. Sussiste con questo la possibilità di cominciare la misura con una bassa ampiezza. L'ampiezza del segnale viene lentamente elevata fin tanto che non si percepisca una distorsione acustica, quindi si può leggere sullo strumento la potenza dell'amplificatore per segnale indistorto.
ATTENZIONE: con questo metodo bisogna evitare un sovraccarico dell'altoparlante in quanto sussiste il pericolo di danneggiamento.

Fattore di distorsione

Il fattore di distorsione gioca un importante ruolo specialmente alle basse frequenze e nella tecnica delle misure. Esso definisce le distorsioni che possono sopravvenire a causa delle caratteristiche non lineari dei componenti. Si abbia per esempio un segnale sinusoidale puro che sia passato attraverso ad uno stadio a transistori: non presenterà più la sua forma originaria.
A causa delle caratteristiche non lineari appaiono delle distorsioni (armoniche) le cui frequenze sono multipli interi della frequenza fondamentale.
La figura 2.18 mostra la distorsione possibile di un'onda sinusoidale. Il segnale d'ingresso u_1 corrisponde ad una tensione sinusoidale pura, la quale viene distorta per i motivi già detti.
Tra le armoniche che appaiono è rappresen-

◀ **Fig. 2.19 Formazione di un'onda quadra a partire dall'onda fondamentale e dalle sue armoniche.**

tata solo la seconda (u_2). La tensione somma risultante u_3 non ha praticamente alcuna analogia con la tensione d'ingresso u_1.
Se si aggiungono altre armoniche alla tensione somma u_3, la forma d'onda che ne risulta si discosta sempre più dalla sinusoide. Questo significa che ogni forma d'onda periodica si sviluppa a partire da un'oscillazione sinusoidale.
Il matematico francese Fourier (1768....1830) ha dimostrato che ogni andamento periodico non sinusoidale può essere trasformato in una serie di oscillazione sinusoidali, la cui frequenza è un multiplo intero della fondamentale. Questo significa che anche un impulso rettangolare è formato da una serie di onda sinusoidali, che sono: la fondamentale f, e le armoniche 3f.....nf. La formazione di un impulso rettangolare è mostrata in fig 2.19, e l'approssimazione alla forma rettangolare è già facilmente riconoscibile.
Un segnale vocale o musicale non consiste in un'oscillazione sinusoidale pura, ma in una fondamentale alla quale sono sovrapposte un certo numero di armoniche. Le armoniche, che determinano il "timbro" di uno strumento musicale, sono sempre dei multipli interi dell'onda fondamentale.
Le armoniche danno il timbro ad una nota musicale, ma non devono essere prodotte dall'amplificatore. Affinchè la voce o la musica siano riprodotte senza alterazioni, la produzione di armoniche entro l'amplificatore deve essere pressochè nulla. L'amplificatore ideale con fattore di distorsione 0% non può però essere in pratica realizzato. Piccole distorsioni appaiono sempre a causa delle caratteristiche incurvate dei componenti (diodi e transistori), e di conseguenza si hanno le armoniche. Il rapporto tra il valore efficace delle armoniche ed il valore efficace dell'oscillazione fondamentale si chiama fattore di distorsione. Se un'amplificatore deve riprodurre nel modo più naturale possibile la voce ed il suono, il suo fattore di distorsione deve essere il più piccolo possibile.*
Dal momento che il fattore di distorsione è il rapporto di due tensioni efficaci, si elide l'unità di misura: lo si definisce in percentuale. Un fattore di distorsione di 0,01% significa che il valore efficace della tensione di segnale è 10.000 volte maggiore del valore efficace delle armoniche. Per poter ancora misurare questa distorsione, l'onda fondamentale deve essere attenuata di un fattore 10.000 (che corrisponde ad 80 dB, vedi paragrafo "dB...."). Uno strumento che può ancora misurare queste piccolissime distorsioni è il ponte per la misura del fattore di distorsione.
Molte volte le dichiarazioni riguardanti la percentuale di distorsione in amplificatori autocostruiti (od acquistati) non si rivelano realistiche, se sottoposte ad una verifica critica. Gli apparecchi per il controllo sono dispendiosi e nella maggior parte dei casi non si hanno a disposizione. Per questo motivo facciamo seguire la descrizione di un economico e semplice apparecchio con il quale si possono misurare le distorsioni con sufficiente precisione.
Come strumento indicatore si usa un multi-

Fig. 2.20 Oscillogramma delle distorsioni in un amplificatore finale a transistori. La nota fondamentale (f = 1 kHz) è stata soppressa. Sensibilità verticale: 0,5%/div. Gli impulsi aghiformi hanno un'ampiezza pari all'1% di quella della fondamentale.

**Secondo DIN 45 500, foglio 6 (tecnica di riproduzione domestica hi-fi, requisiti minimi per gli amplificatori) il fattore di distorsione deve essere: per preamplificatori a pieno pilotaggio e nel campo di 40....4000 Hz, max 0,7%*
Per amplificatori finali: max 0,7%
Per amplificatori completi: max 1,0%
Grazie all'alto progresso raggiunto dalla tecnica e con l'aiuto di alcuni accorgimenti circuitali, i buoni amplificatori si mantengono di regola al di sotto di questi valori.

metro.
In qualsiasi amplificatore di bassa frequenza possono insorgere delle distorsioni, ossia delle alterazioni del segnale originale. Queste alterazioni sono di natura molto varia a seconda del tipo e dell'origine.
Un importante requisito di ogni amplificatore di bassa frequenza è un andamento lineare con la frequenza, ossia l'amplificatore deve amplificare nello stesso rapporto tutte le frequenze comprese nella sua banda passante. La caratteristica di trasferimento dell'amplificatore ha, con certi limiti di tolleranza, un andamento pressochè rettilineo entro la banda passante.
Le deviazioni della "linea diritta" sono definite distorsioni di linearità, ed indicano che l'amplificatore esalta od attenua determinate frequenze entro la banda passante.
Vengono definite distorsioni di intermodulazione dei prodotti derivati dalla miscelazione di due frequenze diverse ma introdotte contemporaneamente.

Fig. 2.21 La quota parte degli impulsi aghiformi rispetto alla distorsione totale, misurata secondo le norme DIN. Misura con oscillografo secondo la disposizione di figura 2.25, sensibil. vert. 0,5%/div.
- **a Distorsioni senza impulso aghiformi, fattore di distorsione 0,18%**
- **b distorsioni con impulsi aghiformi, fattore di distorsione 0,21%**

Le distorsioni veramente "genuine" sono le distorsioni armoniche, che si possono riconoscere dal fatto che il segnale di uscita non è più un'immagine fedele di quello all'entrata. Per segnale d'ingresso sinusoidale, il segnale d'uscita contiene, accanto al segnale originario, un certo ammontare di armoniche. Queste distorsioni, determinano il fattore di distorsione che dà il rapporto percentuale tra onda fondamentale ed armoniche.
Di norma è sufficiente poter misurare le distorsioni in bassa frequenza tra 100 Hz e 10 kHz. Il filtro dovrebbe quindi essere sintonizzabile entro questa banda. Negli stadi finali a transistori (stadi finali in controfase) appaiono spesso, accanto alle distorsioni "normali", degli impulsi aghiformi in vicinanza del passaggio per lo zero. Questi possono avere una durata di 10 µs o meno ancora, il che significa frequenze di 100 kHz. Dopo la soppressione della fondamentale restano i prodotti della distorsione, come si può vedere in figura 2.20. Da questa rappresentazione si può rilevare che l'ampiezza degli impulsi stretti è di circa l'1% rispetto all'onda fondamentale. Per poter misurare questi impulsi lo strumento di misura del fattore di distorsione deve arrivare senza inconvenienti a frequenze abbastanza alte. Non è quindi esagerata la prescrizione di un margine superiore di frequenza di 500 kHz. Se si vuole sapere anche la potenza dei prodotti della distorsione, è necessario uno strumento di misura integrato. Tenendo conto del fatto che l'udito umano è meno sensibile alla potenza nei confronti dell'ampiezza, appare auspicabile l'uso di un rivelatore dei picchi. Ma in generale si ottengono risultati sempre diversi! i diversi risultati delle misure devono essere analizzati più da vicino per mezzo di un esempio. La figura 2.21a mostra le distorsioni in un amplificatore ben funzionante. Le misure di potenza e di ampiezza danno in questo caso il medesimo risultato: 0,18% di distorsioni. La figura 2.21b mostra le distorsioni in un amplificatore simile al primo, ma qui appaiono in aggiunta alle "normali"distorsioni, anche gli impulsi ad ago. I due metodi di misura sopra descritti conducono a risultati totalmente diversi. La potenza viene indicata con lo 0,21%, che

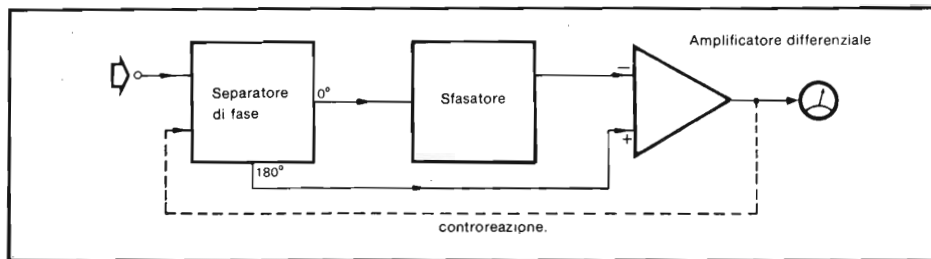



Fig. 2.22 Schema a blocchi del filtro della fondamentale.

corrisponde ad un aumento dello 0,03%. Il misuratore della tensione di picco mostra per contro una percentuale di distorsione dello 0,95%, ossia un aumento di circa 0,75%! questo valore concorda moglio con la valutazione soggettiva dell'aumento della distorsione.

Uno strumento di misura universale deve adattarsi dunque alla prova con ambedue i metodi.

Infine le misure non devono essere adulterate da ronzii o rumori, quindi è previsto nello strumento un filtro antironzio ed antifruscio.

Per il filtro di sbarramento è stata scelta una soluzione insolita. Se si pilotano gli ingressi di un buon amplificatore differenziale con due segnali in fase tra loro e della stessa ampiezza, la tensione di uscita sarà nulla. L'amplificatore differenziale impedisce il passaggio di tali segnali.

Il filtro di sbarramento, il cui schema a blocchi è dato in figura 2.22, si basa su questa priorità. Il segnale d'ingresso viene dapprima applicato ad un divisore di fase che lo divide in due segnali in opposizione tra loro. Il segnale sfasato di 180° va direttamente all'ingresso dell'amplificatore differenziale. Il segnale d'uscita in fase con quello d'ingresso del divisore di fase pilota un circuito sfasatore che produce uno sfasamento proporzionale alla frequenza, che va da 0° a 180°. Per una determinata frequenza (fo) lo sfasamento è esattamente 180°. Il segnale di uscita dello sfasatore pilota l'altro ingresso dell'amplificatore differenziale. Se la frequenza del segnale d'ingresso corrisponde esattamente allo fo sfasata di 180° nello sfasatore, il segnale all'uscita dell'amplificatore sarà nullo. Per tutte le altre frequenze la tensione d'uscita sarà diversa da zero. Una controreazione su tutto il circuito produce il filtraggio desiderato.

Questa sistemazione ha il grande vantaggio che non sono necessari dispositivi di sintonizzazione all'interno del filtro, e che la sintonia si esegue con un potenziometro stereo che copre tutta la banda di lavoro. perciò non è rilavante la linearità del potenziometro.

Nel circuito di figura 2.23 i transistori T1 e T2 formano il divisore di fase. I due transistori complementari formano un inseguitore di emettitore, che dimostra qualità molto migliori di quelle di un circuito con un solo transistor. Un circuito di questo tipo si ritroverà in tutti i punti più importanti dell'apparecchio.

Lo sfasatore è formato dai transistori T3...T6, e si tratta di due sfasatori collegati in cascata. Ciascuno dei due ruota la fase tra 0° e 180°. La frequenza alla quale la somma dei due sfasamenti è 180° sarà fo. La regolazione della frequenza avviene mediante P2a e P2b, mentre la regolazione fine è possibile con P3. Nella scelta dei condensatori C2 e C3 sono da preferire i tipi con buona stabilità termica.

La sensibilità all'ingresso viene regolata da P1 con l'aiuto dei commutatori S1 ed S2. Se i due interruttori sono aperti la rotazione di fase è nulla per tutte le frequenze, quindi non si hanno sfasamenti.

L'amplificatore differenziale è formato dai transistori T9...T13, ed è stato predisposto per un'impendenza piuttosto bassa allo scopo di garantire il funzionamento senza inconvenienti fino alle maggiori frequenze. Il segnale di uscita sfasato di 180° proveniente dal divisore di fase viene applicato all'in-

gresso non invertente dell'amplificatore differenziale tramite R15 e P5, mentre il segnale d'uscita dello sfasatore raggiunge l'ingresso invertente tramite P4. I due segnali devono avere ampiezze uguali alla frequenza fo, e la correzione dell'ampiezza avviene mediante P4 e P5 (regolazione grossolana e fine). La polarizzazione in tensione continua dell'amplificatore differenziale dipende dalle proprietà dei transistori, e si può regolare mediante il potenziometro P6. Questo potenziometro forma l'unico punto di regolazione di tutto il circuito, e deve essere posizionato in modo che le tensioni continue ai punti A e B siano uguali tra di loro (~ 4 V misurati con multimetro da 20 k Ω / V). Il percorso di controreazione consiste nelle resistenze R22, R23 ed R2. I filtri attivi antironzio ed antifruscio sono costruiti secondo la figura 2.24. All'ingresso, all'uscita e nel circuito di controreazione esistono dei circuiti RC che provocano una brusca caduta della risposta alle frequenze di taglio, che raggiunge i 12 dB/ottava. Il filtro antironzio formato dal transistor T15 viene inserito mediante il commutatore S2, e la sua frequenza limite è di circa 250 Hz. La soppressione a 50 Hz è di circa 20 dB. Le frequenze di taglio del filtro antifruscio (T16) sono rispettivamente di 20 kHz e 200 kHz, a seconda che siano chiusi S3 od S4. Quando questo filtro funziona vengono quasi del tutto eliminati anche aventuali impulsi aghiformi. Nel circuito di figura 2.24 si vede anche un amplificatore supplementare con IC1 (741). La sua amplificazione è commutabile tra 10 volte e 100 volte, in modo che col multimetro si potranno misurare con deviazione a fondo scala distorsioni del 10% oppure dell'1%. Uno svantaggio sta però nel fatto che la frequenza di taglio dell'integrato per l'amplificazione x100 è prossima a 20 kHz, e quindi gli impulsi aghiformi non verranno rilevati.

Lo schema della disposizione di misura ap-

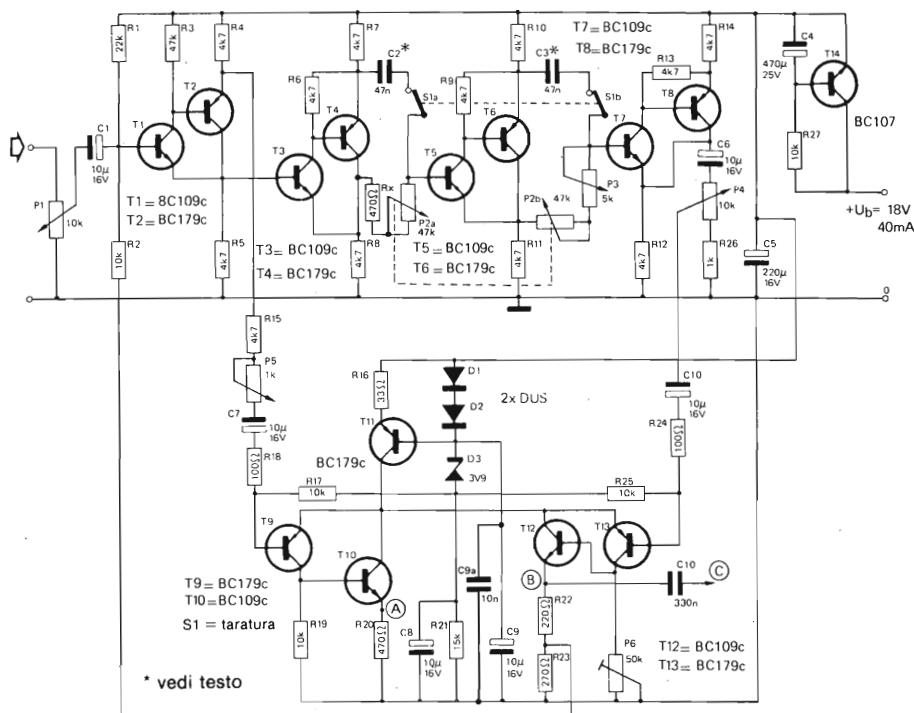



Fig. 2.23 Il circuito del filtro. Nella posizione di S1 segnata sullo schema lo strumento è pronto per la misura. In taratura S1 deve essere aperto.

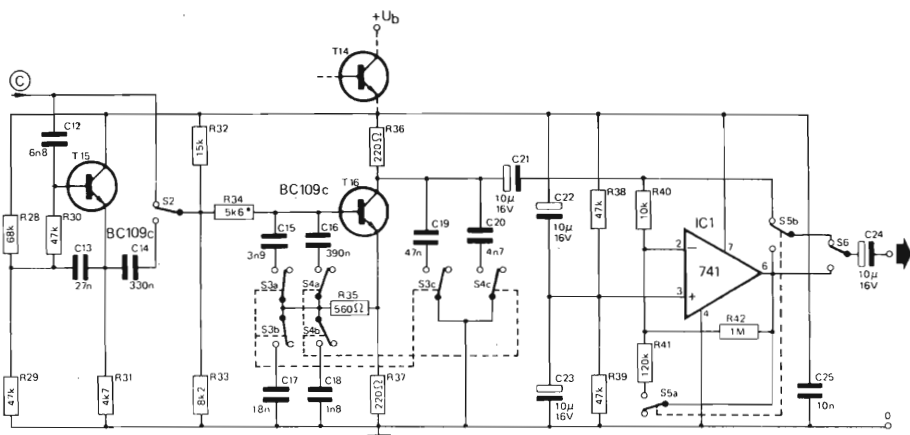



Fig. 2.24 Schema elettrico del filtro di ronzio e di fruscio, e dell'amplificatore con guadagno commutabile. Il guadagno dipende dalla posizione dei commutatori S5/S6.

S5	S6	V
0	0	1
0	X	100
X	0	10
X	X	10

0 = Posizione dei commutatori come sul disegno
X = Posizione dei commutatori inversa rispetto al disegno

Elenco componenti per le figure 2.23 e 2.24

Resistenze

R1 = 22 k
R2 = 10 k
R3 = 47 k
R4...R15 = 4k7
R16 = 33 Ω
R17,R19,R25 = 10 k
R18,R24 = 100 Ω
R20,Rx = 470 Ω k
R21 = 15 k
R22 = 220 Ω
R23 = 270 Ω
R26 = 1 k
R27 = 10 k
R28 = 68 k
R29,R30 = 47 k
R31 = 4k7
R32 = 15 k
R33 = 8k2
R34 = 5k6
R35 = 560 k
R36,R37, = 220 Ω
R38,R39 = 47 k
R40 = 10 k
R41 = 120 k
R42 = 1 M

Condensatori

C1 = 10 µ/16 V
C2,C3 = 47 n
C4 = 470 µ/25 V
C5 = 220 µ/16 V
C6...C10 = 10 µ/16 V
C11 = 330 n
C12 = 6n8
C13 = 27 n
C14 = 330 n
C15 = 3n9
C16 = 390 p
C17 = 18 n
C18 = 1n8
C19 = 47 n
C20 = 4n7
C21...C24 = 10 µ/16 V
C25,C9a = 10 n

Potenziometri

P1 = 10 k, lin
P2 = 2x 47 k (Stereo,log)
P3 = 5 k, lin
P4 = 10 k, lin
P5 = 1 k, lin
P6 = 50 k, Potenziometro trimmer lineare

Commutatori

S1 = 2x in apertura
S2 = 1x in commutazione

S3 = 3x in chiusura
S4 = 3x in chiusura
S5 = 2x in commutazione
S6 = 1x in commutazione

Semiconduttori

T1,T3,T5,T7
T10,T12,T15,T16 = BC 109C, BC549C
T2,T4,T6,T8
T9,T11,T13 = BC 179C, BC559C
T14 = BC 107
IC1 = μA 741
D1,D2 = DUS
D3 = Zener 3V9

pare in figura 2.25. Il generatore audio deve avere un fattore di distorsione eccezionalmente basso. Prima di iniziare la misura vera e propria, l'apparecchio deve essere tarato. Allo scopo eseguire le seguenti operazioni:

1. Escludere tutti i filtri; S1 in posizione "taratura" (interruttore aperto)
2. Guadagno = 1
3. L'amplificatore da provare non deve essere sovrapilotato dal generatore di segnali audio.
4. La sensibilità d'ingresso dello strumento deve essere regolare con P1 in modo che il voltmetro segni 1V; questo corrisponde al 100%.

Dopo la regolazione S1 viene commutato in posizione "misura", quindi regolare P2 e P4 alternativamente per la minima deviazione dell'indice.
Se la deviazione diventa tanto piccola da non permettere più una lettura certa, l'amplificatore deve essere commutata con S5/S6 a x10 o, se necessario a x100. Se la regolazione con P2 e P4 non è sufficientemente precisa, si esegue la regolazione fine con P3 e P5. La regolazione si farà soltanto dopo un tempo di riscaldamento di 15....20 minuti.
Alla fine della regolazione per il minimo può essere letto il valore percentuale delle distorsioni. Allo scopo ci sono varie possibilità, che dipendono dallo strumento di cui si dispone. Se si impega un tester universale di tipo normale, si possono valutare con sufficiente precisione le distorsioni armoniche. Nella posizione "amplificatore x100" l'indicazione di 1 V corrisponde alla distorsione dell'1%. Con questo tipo di misura non vengono però rilevati gli impulsi ad ago, in quanto l'indicazione della maggior parte dei multimetri non è più lineare alle alte frequenze ed inoltre gli apparecchi hanno troppa inerzia per poter seguire impulsi tanto brevi.
L'ampiezza delle distorsioni può essere rilevata, oltre che per mezzo di un voltmetro, anche mediante un oscilloscopio che viene collegato come in figura 2.25. Prima della misura occorre eseguire il procedimento di regolazione descritto in precedenza. Il segnale originale del generatore audio perviene all'entrata X, il segnale di uscita del distorsiometro viene fatto pervenire all'entrata Y. Se il distorsiometro è commutato in posizione "misura" appaiono, quando la regolazione dia completata, degli oscillogrammi analoghi a quelli di figura 2.21. Se nella taratura si è posta l'ampiezza dell'onda fondamentale ad U_{ss} = 3 V, all'indicazione di 3

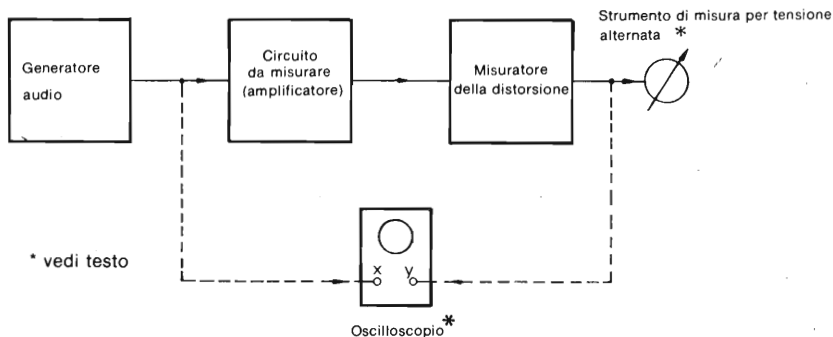



Fig. 2.25 Disposizione degli strumenti per le misure di distorsione.

mV corrisponde un'ampiezza di distorsione dello 0,1%. Eventualmente si può migliorare il quadro con l'aiuto dei filtri di ronzio e di fruscio, ma in ogni caso gli impulsi ad ago vengono soppressi inserendo il filtro antifruscio.
È molto appropriato l'uso di uno strumento per la misura di tensione alternate che deve essere predisposto per la misura di tensioni di picco, invece che per le tensioni medie. In questo modo sono possibili misure secondo le norme DIN e si possono determinare le "vere" percentuali di distorsione.

dB........

.......è una definizione affiorata nel precedente paragrafo "fattore di distorsione", e quindi a questo punto necessita di alcuni chiarimenti.
dB è l'abbreviazione di "decibel" ed indica, nella tecnica della bassa e dell'alta frequenza, il valore di confronto di due grandezze che dipendono tra loro secondo una legge logaritmica in base 10. La seguente tabella mostra alcune importanti formule per il calcolo dei valori di confronto in dB.

	Amplificazione	Attenuazione
confronto in tensione*	$a = 20 \log U_2/U_1$	$a = 20 \log U_1/U_2$
confronto in potenza	$a = 10 \log P_2/P_1$	$a = 10 \log P_1/P_2$
confronto in corrente*	$a = 20 \log I_2/I_1$	$a = 20 \log I_1/I_2$

Le grandezze contrassegnate dall'indice 1 si riferiscono ai dati d'ingresso mentre l'indice 2 contraddistingue i dati di uscita.
Un amplificatore di bassa frequenza necessita, per il pieno pilotaggio ($u_{eff} = 10$ V all'uscita) di un segnale d'ingresso $u_{eff} = 1$ V.

**Le formule date per il confronto di tensioni e di correnti cono esatte solo se i valori delle impendenze d'ingresso e di uscita del circuito sono uguali. Se i valori differiscono tra loro, i risultati calcolati con le formule valgono solo in via approssimativa, il che risulta sufficiente per i calcoli pratici di massima.*

L'amplificazione totale sarà:

$$a = 20 \log \frac{u_{eff\ aus}}{u_{eff\ ein}}$$

$$= 20 \log \frac{10\ V}{1\ V} = 20\ dB$$

(il logaritmo di 10 è 1)

L'amplificatore ha quindi un guadagno effettivo di 10.
Nel prospetto di un amplificatore di bassa frequenza stereo siano forniti i seguenti dati: Attenuazione della diafonia a 100 Hz almeno 40 dB, tra 40 e 12.000 Hz almeno 30 dB..
Negli amplificatori stereo è tecnicamente troppo difficile sopprimere totalmente il passaggio del segnale dal canale destro a quello sinistro e viceversa. L'attenuazione della diafonia (detta anche spesso separazione tra i canali) fornisce una misura di quanto possano essere intercettati i segnali dell'altro canale. A 40 dB la diafonia è attenuata di un fattore 100, poichè:

$$\frac{U_2}{U_1} = 10^{\frac{a}{20}}$$

$$= 10^{\frac{40}{20}} = 10^2$$

$$= 100.$$

Se l'ampiezza del segnale in un canale è, per esempio, 1000 mV, il segnale può "penetrare" nell'altro canale con solo 10 mV. Dato che si tratta di un'attenuazione il dato dell'attenuazione delle diafonia, o della separazione dei canali deve essere, per correttezza, provvisto del segno meno:

$$a = 20 \log \frac{10\ mV}{1000\ mV} = -40\ dB$$

In modo analogo ci si regola con la immunità al rumore di un sintonizzatore. Se il rapporto segnale/rumore è dato per esempio in 46 dB, l'ampiezza del segnale utile deve essere almeno 200 volte maggiore dell'ampiezza del segnale di rumore.
Un valore molto importante nella tecnica delle misure è il limite a -3 dB. Questo valore definisce per esempio le frequenze limite superiore ed inferiore di un filtro passabanda, e quindi la larghezza della banda passante.

TUP-TUN-DUG-DUS

Ogni volta che è possibile, i diodi ed i transistori che equipaggiano i circuiti di Elektor sono indicati come TUP (Transistor Unviersale PNP), TUN (Transistor Universale NPN), DUG (Diodo Universale al Germanio) o DUS (Diodo Univer sale al Silicio).
Tali sigle indicano che più modelli similari possono essere utilizzati pur senza compromettere le prestazioni del circuito. Le caratteristiche minime che devono avere questi gruppi di componenti sono indicate nelle tabelle 1a e 1b.
Tabella 6. Alcuni transistori d'impiego corrente, derivati dai classici BC107, BC108 ecc. Le caratteristiche trascritte sono quelle che risultano dalle norme Pro-Electron; i prodotti di taluni costruttori sono superiori ai minimi standard riportati.

Mindestanforderungen TUP-TUN

Typ	Polarität	U_{CEO} [V]	I_C max. [A]	h_{FE} (β)	$P_{max.}$ [W]	f_T [MHz]
TUN	NPN	20	0,1	100	0,1	100
TUP	PNP	20	0,1	100	0,1	100

TUP-TUN-Auswahl

TUN		
BC 107	BC 208	BC 384
BC 108	BC 209	BC 407
BC 109	BC 237	BC 408
BC 147	BC 238	BC 409
BC 148	BC 239	BC 413
BC 149	BC 317	BC 414
BC 171	BC 318	BC 547
BC 172	BC 319	BC 548
BC 173	BC 347	BC 549
BC 182	BC 348	BC 582
BC 183	BC 349	BC 583
BC 184	BC 382	BC 584
BC 207	BC 383	

TUP		
BC 157	BC 253	BC 352
BC 158	BC 261	BC 415
BC 177	BC 262	BC 416
BC 178	BC 263	BC 417
BC 204	BC 307	BC 418
BC 205	BC 308	BC 419
BC 206	BC 309	BC 512
BC 212	BC 320	BC 513
BC 213	BC 321	BC 514
BC 214	BC 322	BC 557
BC 251	BC 350	BC 558
BC 252	BC 351	BC 559

DUG-DUS-Auswahl

Typ	Material	U_R [V]	I_F max. [A]	I_R max. [μA]	$P_{max.}$ [W]	C_D [pF]
DUS	Si	25	0,1	1	0,25	5
DUG	Ge	20	0,035	100	0,25	10

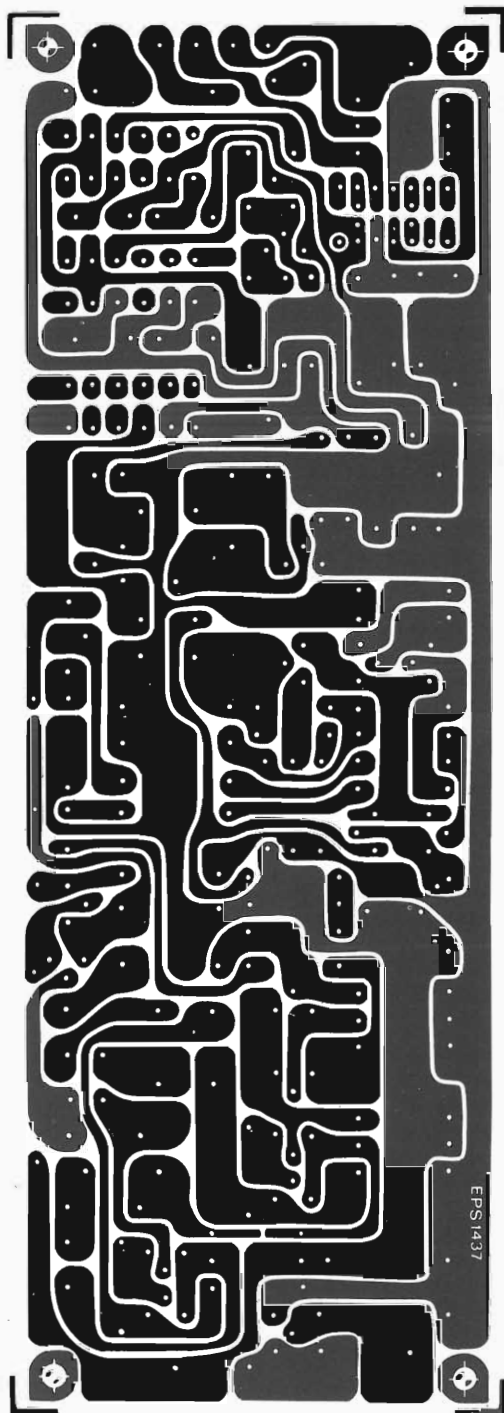
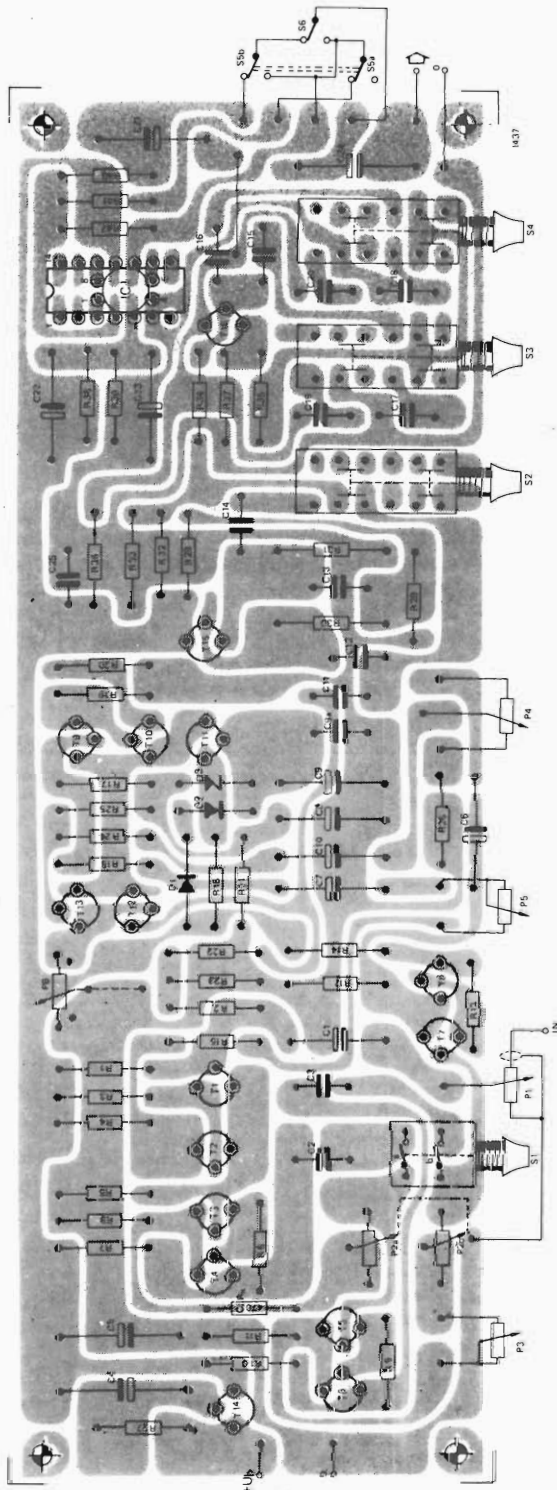



Fig. 2.26 Serigrafia delle piste della basetta stampata.

NPN	PNP	Gehäuse	Bemerkung
BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179		
BC 147 BC 148 BC 149	BC 157 BC 158 BC 159		$P_{max.}$ = 250 mW
BC 207 BC 208 BC 209	BC 204 BC 205 BC 206		
BC 237 BC 238 BC 239	BC 307 BC 308 BC 309		
BC 317 BC 318 BC 319	BC 320 BC 321 BC 322		$I_{Cmax.}$ 150 mA
BC 347 BC 348 BC 349	BC 350 BC 351 BC 352		
BC 407 BC 408 BC 409	BC 417 BC 418 BC 419		$P_{max.}$ 250 mW
BC 547 BC 548 BC 549	BC 557 BC 558 BC 559		$P_{max.}$ 500 mW
BC 167 BC 168 BC 169	BC 257 BC 258 BC 259	!	169/259: $I_{Cmax.}$ = 50 mA
BC 171 BC 172 BC 173	BC 251 BC 252 BC 253		251 . . . 253 rauscharm
BC 182 BC 183 BC 184	BC 212 BC 213 BC 214		$I_{Cmax.}$ = 200 mA
BC 582 BC 583 BC 584	BC 512 BC 513 BC 514		$I_{Cmax.}$ = 200 mA
BC 414 BC 414 BC 414	BC 416 BC 416 BC 416		rauscharm
BC 413 BC 413	BC 415 BC 415		rauscharm
BC 382 BC 383 BC 384			
BC 437 BC 438 BC 439			$P_{max.}$ = 220 mW
BC 467 BC 468 BC 469		!	$P_{max.}$ = 220 mW
	BC 261 BC 262 BC 263		rauscharm

Mindestanforderungen DUG-DUS

DUS		DUG
BA 127	BA 318	OA 85
BA 217	BAX 13	OA 91
BA 218	BAY 61	OA 95
BA 221	1N914	AA 116
BA 222	1N4148	
BA 317		

Fig. 2.27 Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

La banda passante definisce, nei sistemi elettronici, il campo delle frequenze che vengono trasmesse. In un oscilloscopio la banda passante determina fino a quale frequenza di possono ottenere misure attendibili. Per una larghezza di banda indicata che va dalla corrente continua a 10 MHz, si possono misurare con precisione relativamente grande segnali in corrente alternata con frequenza fino a 10 MHz.
La larghezza di banda è stabilita dalle frequenze limite inferiore e superiore; si pensi per esempio ad un circuito di filtro. Alla frequenza limite la resistenza ohmica ha il medesimo valore della reattanza capacitiva od induttiva. A causa degli sfasamenti introdotti dai componenti impiegati, le tensioni si suddividono in modo che la tensione di uscita del filtro sia ridotta a 0,7 volte quella d'ingresso. Anche in questo caso si parla di attenuazione: il fattore 0,7 corrisponde al limite di -3 dB.
La frequenza limite è un importante fattore nella tecnica delle misure. Accanto alla diminuzione della tensione di 0,7 volte rispetto all'ingresso, hanno un significato anche le frequenze alle quali questa avviene. La figura 2.28 mostra un passabanda e la relativa curva di risposta.
La disposizione circuitale mostrata in figura 2.28 interdisce il passaggio delle frequenze ad di sotto del limite inferiore f_u ed al di sopra del limite superiore f_o. Le frequenze limite si calcolano secondo le formule:

$$f_u = \frac{1}{2\,\pi \cdot R1 \cdot C1}\,*$$

$$f_o = \frac{1}{2\,\pi \cdot R2 \cdot C2}$$

per la larghezza di banda vale $B = f_o - f_u$

Localizzazione dei difetti con il multimetro

I dati tecnici delle apparecchiature elettroniche si possono in parte verificare solo con strumenti di misura specializzati. Si possono per esempio controllare parecchi dati di un amplificatore solo con l'aiuto di un distorsiometro a ponte, oppure necessitano degli strumenti correnti come l'oscilloscopio ed il generatore audio. Senza una tale strumenta-

* *Questa formula vale solo alla condizione che le impendenze di R2/C2 e la resistenza d'ingresso del circuito che segue siano maggiori di 3....4 volte almeno rispetto al valore resistivo di R1.*

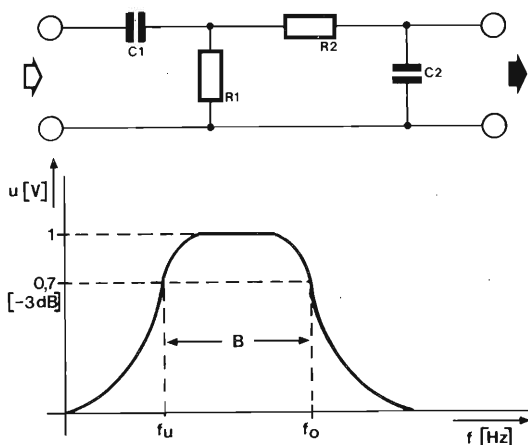



Fig. 2.28 Filtro passabanda e relativa banda passante.

zione sarà l'orecchio la misura di tutte le cose, specialmente negli amplificatori audio. Se però l'amplificatore non produce alcun suono o se un'altra apprecchiatura elettronica va completamente fuori servizio,basta quasi sempre un semplice multimetro per la ricerca del difetto. Daremo qui di seguito alcuni suggerimenti che permettono in molti casi di localizzare il guasto.

Con il multimetro si può misurare la tensione praticamente in tutti i punti del circuito. Le misure della corrente possono talvolta essere eseguite misurando la tensione su una resistenza nota che è montata nel corrispondente punto del circuito, ottenendo la corrente dalla tensione e dalla resistenza con la legge di Ohm.

Se nello schema non sono previsti punti di misura, sono tuttavia possibili numerosi controlli. Se la tensione di alimentazione è giusta, si possono esaminare i partitori di base (confronta capitolo 1 paragrafo "la resistenza d'ingresso"). Ai diodi Zener deve essere giusta la tensione di Zener, mentre in un diodo al Silicio montato in conduzione si deve verificare una caduta di circa 0,7 V. Gli stessi 0,7 V ci sono tra base ed emettitore di un transistor al silicio di piccola potenza, se questo è a posto e se lo stadio è pilotato nel modo conveniente (circa 0,5 V.....1V per i transistori di potenza al Silicio).

Negli stadi a transistori che siano provvisti di resistenza di collettore e di emettitore percorse dalla medesima corrente, le tensioni (misurate ai capi delle resistenze) devono essere in rapporto ai valori resistivi. L'esempio in figura 2.29 chiarisce il concetto.

Lo stadio a transistor di figura 2.29 è regolato in modo che alla resistenza di emettitore si abbia la caduta di tensione di 2 V, che corrisponde ad una corrente di 2 mA. La resistenza di collettore è di 3k3, quindi è maggiore della resistenza di emettitore di un fattore 3,3. Di conseguenza la caduta di tensione alla resistenza di collettore sarà maggiorata di questo fattore. Una misura di tensione continua dovrà indicare quindi 6,6 V. In queste misure occorre comunque stare attenti che la resistenza interna dello strumento "innestata" nel circuito non possa percepibilmente influenzare lo stadio. La resistenza interna deve essere almeno decupla della resistenza che si trova tra i due punti di misura nel circuito. In tutti i multimetri la resistenza interna è data in k Ω/V, e questa grandezza deve essere moltiplicata per la portata scelta; se per esempio un multimetro da 20 k Ω/V è disposto sulla portata di 10V avremo una resistenza interna di 200 k Ω. Se con questo

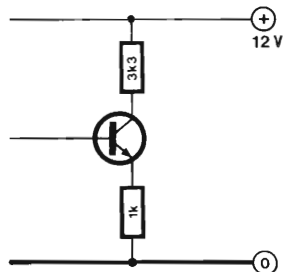



Fig. 2.29

strumento si deve misurare la tensione al partitore di base di uno stadio a transistor, si dovrà scegliere una portata maggiore , qualora la resistenza del partitore interessata abbia un valore maggiore di 20 k Ω.

Va da sè che nella posizione "misura della resistenza" potremo controllare se i componenti sono in cortocircuito, in conduzione ed infine quale resistenza presentano. Nel caso di "dipoli" come resistenze, condensatori o diodi, è sufficiente dissaldare un solo terminale per effettuare questo controllo.

Con il dito inumidito ed un multimetro si può verificare approssimativamente la funzionalità dei transistori di piccola potenza (fare attenzione che nella maggior parte dei tester universali nella posizione "misura delle resistenze" del selettore della funzione, il morsetto di connessione marcato "+" corrisponde al polo negativo della batteria predisposta per la misura della resistenza, e quindi al morsetto "-" c'è il polo positivo!).

All'inizio della misura il tester viene commutato nella portata ohmica 10 k. Nei transistori NPN il morsetto contrassegnato "-" va collegato al collettore ed il morsetto "+" all'emettitore del campione da provare. I transistori PNP dovranno essere connessi inversamente.

Se il transistor così collegato è ancora funzionante, lo strumento deve indicare un'alta resistenza per transistori al Germanio ed

(grossolana) del coefficiente di amplificazione del transistor. Tanto minore è la resistenza indicata, tanto maggiore è il coefficiente. Per completare la prova si potrebbe fare un confronto con un transistor a coefficiente noto, in quanto la resistenza del dito è affetta da forti variazioni.
Con il dito umido oppure un pezzo di metallo (per esempio un cacciavite) si può controllare se un amplificatore in qualche modo funziona. Toccando quei punti del circuito nei quali è sufficiente il livello di pilotaggio di $u_{eff\ max} = 1V$ (ossia praticamente tutti gli ingressi del preamplificatore fino all'ingresso dell'amplificatore finale), si deve sentire un " ronzio" se tutti gli stadi a valle sono a posto. Il volume dipende principalmente dalla sensibilità e dall'impedenza dei punti del circuito interessati, ma anche dalla resistenza tra la massa dell'amplificatore e la terra e da altri fattori. Per impedenza troppo bassa (specie agli emettitori) il metodo comunque non funziona.
Con questo sistema si prova bisogna fare attenzione a non venire a contatto con la tensione di rete o con punti nei quali possa essere presente una tensione maggiore di 40V; inoltre bisogna accertarsi che il controllo di volume non sia "chiuso" quando si esegua la verifica sul regolatore stesso. Non occorre necessariamente che il dito in questa prova sia inumidito. Con il dito umido è possibile infine un controllo della tempera-

Fig. 2.30 Semplice modo di controllare un transistor.

una resistenza altissima per gli elementi al Silicio.
Se i piedini di collettore e di base vengono collegati tra di loro tramite il dito (vedi figura 2.30), una tensione di polarizzazione raggiunge la base attraverso la resistenza del dito umido. Se il transistor è a posto, lo strumento indicherà ora una bassa resistenza. Questo valore permette una valutazione

Fig. 2.31 Semplice provatransistori secondo il sistema "go-no-go".

tura dei semiconduttori. I transistori al Silicio possono sopportare a lungo temperature superiori ai 100°C, ma i circuiti sono dimensionati in modo che soltanto gli elementi di potenza possano funzionare a temperature superiori a 100°C.

Se si tocca con il dito bagnato un transistor caldo ed esso "frigge", nella maggior parte dei casi il circuito non è a posto. Occorre quindi esaminare le polarizzazioni di questo stadio.

La figura 2.31 mostra un semplice accessorio per la prova dei transistori normali e dei diodi con il sistema go-no-go (va o non va).

Per verificare la funzionalità di un transistor o di un diodo, questi semiconduttori vengono collegati all'apparecchio mediante prese a coccodrillo, come mostrato in figura. Ora si chiude il pulsante S2. Se l'indice dello strumento I va di colpo a fondo scala, il transistore ha un cortocircuito tra gli elettrodi ed è quindi fuori uso. Nel caso normale si ha una leggera deviazione, specie per i componenti di potenza. In questa evenienza il tasto può restare chiuso fino alla fine della misura.

Facento ponte conun dito sul sensore S, la corrente di collettore sale, e questo viene indicato da una maggiore escursione dell'indice dello strumento. Se non si verifica un aumento della corrente si può tranquillamente gettare il transistor nel cestino dei rottami, in quanto è diffettoso. Per provare i diodi, il procedimento è lo stesso, solo che non occore toccare il sensore, ma azionare il tasto S3.

Come strumento indicatore si può usare un tester qualsiasi. Per l'alimentazione basta una batteria a 9V. Il consumo di corrente è minimo. Lo strumento completo si può di-

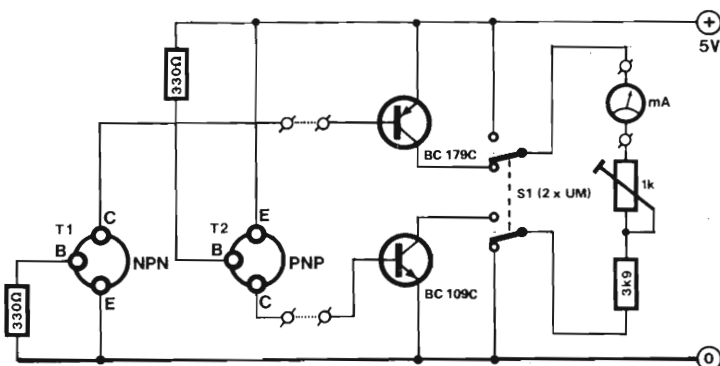



Fig. 2.32 Semplice circuito di prova per il controllo della corrente residua dei transistori.

sporre in un contenitore di plastica. S2 ed S3 sono dei micropulsanti, S1 è un commutatore a tasto a quattro scambi. Notare che nella prova il commutatore S1 deve essere nella giusta posizione (NPN o PNP) a seconda del transistor. La configurazione dello schema è adatta per la prova dei diodi o dei transistori NPN.

Scelta dei componenti

Nella costruzione degli apparecchi elettronici occorre assolutamente osservare le indicazioni riguardanti i componenti. Se sono prescritti per esempio resistori a strato metallico all'1%, trimmer in cermet, resistori a strato di carbone con tolleranza del 5%, condensatori a film plastico a basse perdite ed a basse correnti di fuga, oppure semiconduttori di prima scelta, è indispensabile l'impiego dei componenti di maggior valore per un sicuro funzionamento dell'apparecchio. L'impiego di componenti più a buon mercato oppure con requisiti peggiori o non sufficienti non è certamente una soluzione economica ma più dispendiosa, in quanto le prestazioni del circuito vengono raggiunte solo in parte oppure non vengono raggiunte per niente. Per esempio, dei transistori con corrente residua troppo elevata all'interdizione possono portare a comportamenti difettosi di un circuito montato. Con il circuito di prova mostrato in figura 2.32 si può facilmente controllare la corrente residua.
Il transistor da provare viene inserito a seconda della sua polarità nello zoccolo T1 (NPN) oppure T2 (PNP). A seconda del transitor si deve posizionare S1. La posizione mostrata in figura corrisponde alla misura della corrente residua di un transistor NPN. La corrente di collettore aziona il milliamperometro (multimetro con portata 1 mA) ed il potenziometro da 1k evita, insieme alla resistenza da 3k9, un sovraccarico dello strumento di misura. La corrente di collettore raggiunge lo strumento tramite un "amplificatore di misura".
Per la prova di un NPN, appena collegata la tensione di alimentazione di 5V, la base dell'"amplificatore di misura BC 179C" rimane dapprima aperta (nella prova di un PNP questo avviene con la base del BC 109 C). Se i transistori sono efficienti lo strumento non segna corrente. Successivamente la base del transistor BC 179C viene mandata a massa tramite una resistenza da 100 k Ω oppure con il polpastrello bagnato (nella prova di un PNP sarà la base del BC 109 C ad essere collegata col medesimo sistema al positivo dell'alimentazione). Con il trimmer da 1k si regola lo strumento al fondo scala. Dopo aver controllato in questo modo l'efficienza dei transistori degli "amplificatori di misura" si può inserire il transistor da provare e collegare il collettore di T1 con la base del BC 179 C oppure l'emettitore di T2 con la base del BC 109 C. Anche adesso lo strumento non deve dare alcuna indicazione e solo in questo caso la corrente di fuga del transistor in prova è sufficientemente bassa da permettere l'impiego nei circuiti elettronici. Per completezza si può infine collegare a massa la base di T2 tramite una resistenza da 2k2 ed al positivo dell'alimentazione la base di T1 tramite una resistenza dello stesso valore. Lo strumento a fondo scala indica ora che il transistore in prova possiede anche un'amplificazione di corrente.

3

Misure digitali

Gli strumenti di misura digitali stanno prendendo piede. Uno dei motivi di ciò potrebbe essere la rapida diminuzione di prezzo degli integrati e dei display. Con il progredire dell'integrazione sono già oggi a disposizione voltmetri quasi completamente integrati.
Molti produttori di circuiti integrati hanno introdotto sul mercato la propria versione e tutto lascia prevedere che altri seguiranno.
Gli strumenti di misura digitale tendono a soppiantare gli strumenti ad indice che ancora non sono del tutto fuori moda. Per quanto possa essere buona la parte elettronica di uno strumento analogico, la precisione e la risoluzione sono limitate dalle prestazioni della parte meccanica e non si possono migliorare a piacere. Accanto all'attrito nei supporti, che è l'origine di tutti i guai, ci sono i fenomeni di usura che causano ulteriori imprecisioni.
Negli strumenti di misura digitale non ci sono questi fenomeni in quanto essi lavorano in modo completamente elettronico.
Un multimetro digitale (abbreviato DMM) ha pressapoco le stesse possibilità applicative di un normale tester. Quindi anche con il DMM si possono misurare tensioni continue, correnti continue, tensioni alternate e resistenze. Rispetto agli strumenti ad indice, la precisione del DMM è di norma maggiore. La precisione di misura, che va dallo 0,1% al 2%, dipende dal sistema di misura adottato e dalla classe di prezzo del DMM.
Come utente, occorre chiarire bene al momento dell'acquisto di uno strumento digitale, se un apparecchio tanto preciso sia effettivamente necessario per le misure che in pratica di devono fare. Per esempio è inutile misurare accuratamente le due resistenze parziali di un potenziometro per sostituirle con resistenze fisse che abbiano per esempio una tolleranza del 20%.
Il principio della misura digitale è lo stesso in tutte le versioni. La grandezza elettrica da misurare viene convertita in forma digitale, il che permette di elaborarla con la tecnica digitale. Le fasi di questa elaborazione sono, in generale: Conversione analogica-digitale, memoriazzazione e visualizzazione. La qualità è l'utilizzabilità di uno strumento digitale vanno di pari passo con la precisione e le altre qualità del convertitore analogico-digitale (convertitore AD). Sono stati sviluppati parecchi metodi per la conversione analogico-digitale, ed occorre osservare che la precisione continua a migliorare.

Sistemi di conversione AD

Un sistema di conversione conosciuto da molto tempo prima dei primi strumenti digitali è l'oscillatore controllato in tensione (Voltage controlled oscillator). La grandezza da misurare viene dapprima convertita in una tensione continua proporzionale (figura 3.1) che serve come tensione di pilotaggio del VCO. Gli impulsi forniti dal VCO in un determinato tempo vengono contati e portati al visualizzatore. Con questo sistema ha molta importanza la linearità della caratteristica di pilotaggio del VCO, che è difficile da ottenere specialmente alle frequenze inferiori o quantomeno si può ottenere solo a prez-

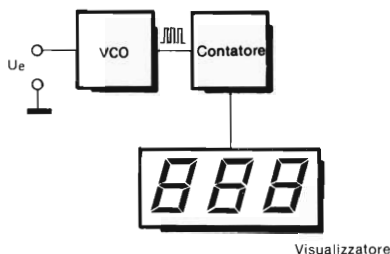



Fig. 3.1 Schema a blocchi di un voltmetro digitale secondo il sistema VCO.

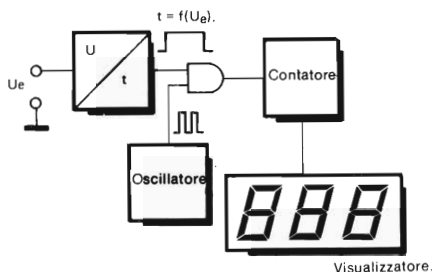



Fig. 3.2 Schema a blocchi di uno strumento digitale con conversione tensione-tempo.

zo di notevoli complicazioni circuitali.
Con un secondo metodo la grandezza da misurare viene convertita in un tempo di intervallo di conteggio ad essa proporzionale. Durante questo tempo una porta logica lascia passare al contatore gli impulsi di un oscillatore ad alta stabilità (figura 3.2).
Ulteriori sviluppi di questo metodo sono i due sistemi di conversione maggiormente usati nei moderni integrati: la "doppia rampa" ed il "sistema delta". In figura 3.3 si vedono i gruppi funzionali di un convertitore AD funzionante secondo il principio della "doppia rampa". La tensione (continua) d'ingresso è applicata ad un integratore. Durante uno dei tempi fissi $t_0 .... t_1$ forniti dal circuito (logica di pilotaggio ed oscillatore) il condensatore C viene caricato con una corrente costante, la quale è proporzionale alla tensione d'ingresso, per cui la tensione ai capi del condensatore raggiunta al tempo t_1 è anch'essa proporzionale alla tensione

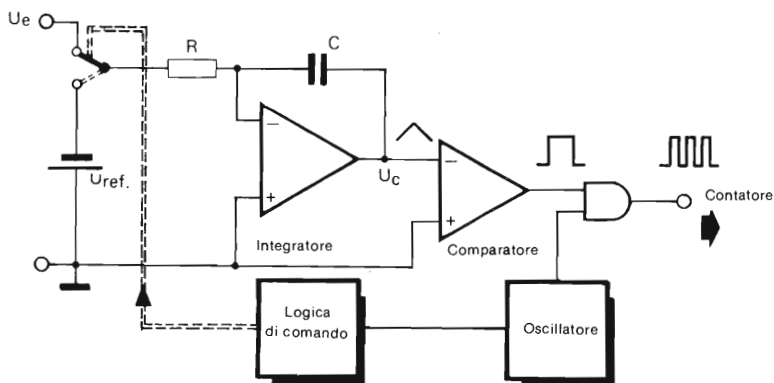



Fig. 3.3 Sistema a "doppia rampa". Durante l'intervallo t1...t2 il contatore registra gli impulsi di un oscillatore.

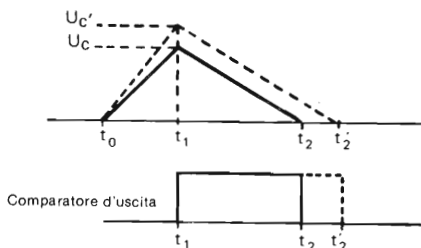
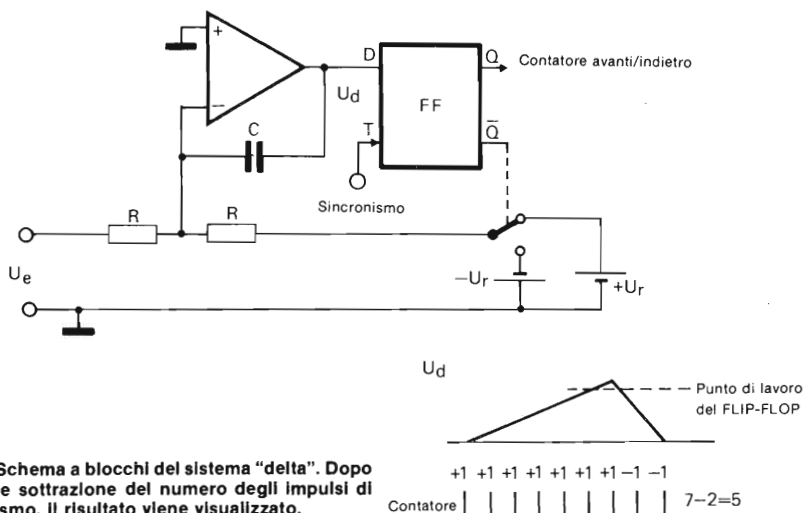



Fig. 3.4 Schema a blocchi del sistema "delta". Dopo somma e sottrazione del numero degli impulsi di sincronismo, il risultato viene visualizzato.

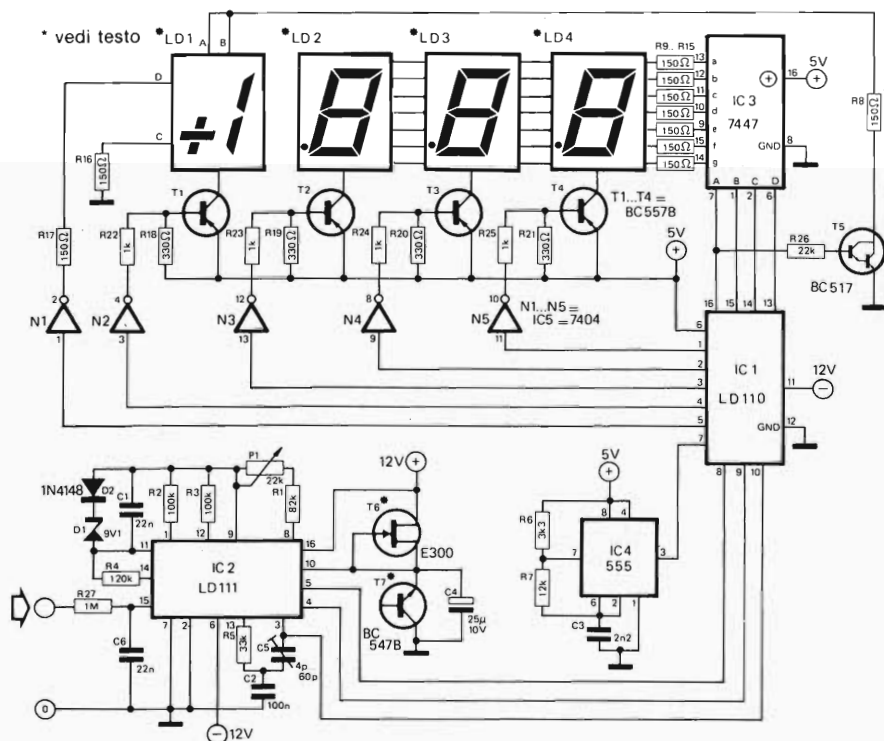



Fig. 3.5 Un DVM con gli integrati LD 110 ed LD 111. L'integrato LD 110 contiene il blocco funzionale digitale con la logica di comando, mentre l'integrato LD 111 contiene il blocco funzionale analogico per il convertitore A/D.

Elenco componenti per la figura 3.5

Resistenze

R1 = 82 k
R2,R3 = 100 k
R4 = 120 k
R5 = 33 k
R6 = 3k3
R7 = 12 k
R8...R17 = 150 Ω
R18...R21 = 330 Ω
R22...R25 = 1 k
R26 = 22 k
R27 = 1 M
P1 = 22 vedere testo

Condensatori

C1,C6 = 22 n
C2 = 100 n
C3 = 2n2
C4 = 25 μ/10 V
C5 = 4 p...60 p/Trimmer

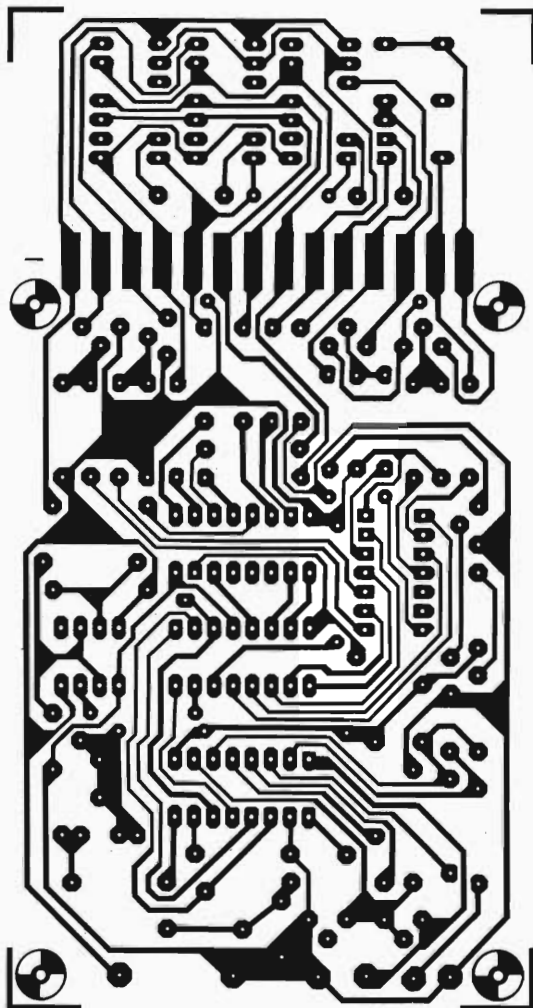
Semiconduttori

D1 = 9V1, Zener
D2 = 1N4148
T1...T4 = BC 557B
T5 = BC 517
T6 = BF 245A
T7 = BC 547B

Integrati

IC1 = LD 110
IC2 = LD 111
IC3 = 7447
IC4 = 555
IC5 = 7404

Componenti vari

4 Display (vedi testo)

d'ingresso (grandezza da misurare).
Al momento t_1 l'ingresso dell'integratore viene collegato con un generatore di tensione di riferimento la cui polarità è opposta a quella della tensione all'ingresso. Il condensatore viene ora scaricato con una corrente costante, e la tensione alla quale era giunto nel momento t_1 determina la durata della scarica. Durante il tempo che intercorre tra t_1 e t_2, un contatore registra gli impulsi forniti dall'oscillatore.

Il numero degli impulsi contati è una misura della tensione analogica d'ingresso. In realtà lo stesso oscillatore fornisce sia gli impulsi di conteggio che gli intervalli $t_0....t_1$. Questo sistema presenta il vantaggio che la frequenza dell'oscillatore deve mantenersi precisa solo entro la durata di ciascun intervallo $t_0....t_2$, indipendentemente da quanto avviene negli intervalli precedenti o successivi. Variazioni di frequenza a lungo periodo, che siano dovute a cambiamenti nei componenti

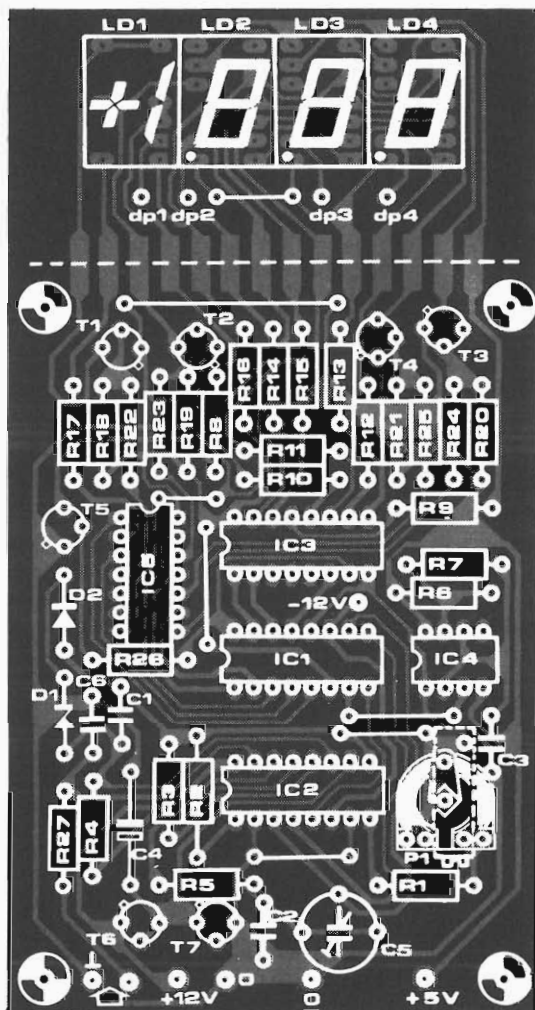



Fig. 3.6 Piste di rame e disposizione componenti per il DVM di figura 3.5.

di accordo dell'oscillatore, non hanno assolutamente influenza sulla precisione della misura. Un ulteriore vantaggio del sistema è che la costante di tempo R.C non influisce più sul risultato. Il sistema dipende ora solo dalla tensione d'ingresso e dalla precisione della tensione di riferimento.

Il secondo sistema di conversione, che funziona sulla base di una trasformazione tensione/tempo è il cosidetto principio "delta", rappresentato in figura 3.4.

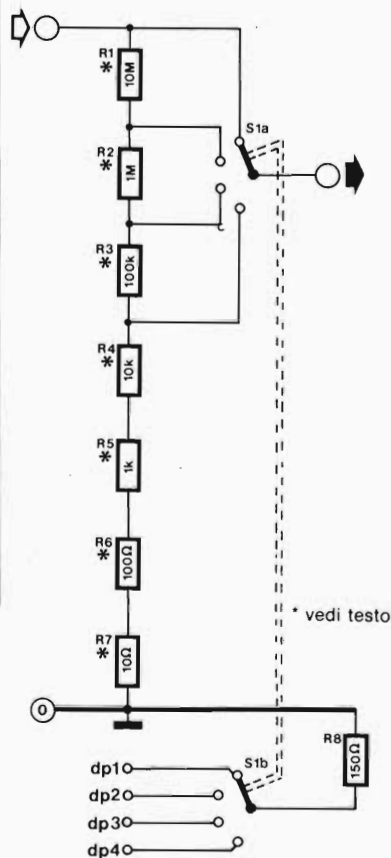



Fig. 3.7 Se al modulo del DVM si fa precedere questo partitore di tensione, la portata di misura viene aumentata da ±2 V a ± 1999V.

Il condensatore viene caricato con una corrente il cui valore dipende dalla tensione d'ingresso Ue e dalla tensione di riferimento Ur. L'uscita dell'integratore perviene all'ingresso D di un flip-flop, all'ingresso "T" del quale arriva un impulso di sincronismo.
Quando la tensione d'uscita dell'integratore sale fino al livello della tensione di lavoro del flip-flop, questo bascula ed inverte la polarità della tensione di riferimento. Il condensatore viene scaricato con una rapidità che dipende da Ue. Quando il condensatore è scarico il ciclo riprende dall'inizio.
Dal momento che la corrente di carica e di scarica del condensatore non possono avere mai lo stesso valore (eccetto che per Ue = zero volt), sono anche diversi i tempi di permanenza degli stati logici "1" e "0" all'uscita. Questa informazione viene utilizzata per il pilotaggio di un contatore-decontatore. Quando la tensione Ue sale il contatore conta in avanti, quando la tensione scende, all'indietro.

Dopo ogni ciclo si ha nel contatore una differenza che rappresenta il risultato della misura e viene passato alla visualizzazione. Anche in questo tipo di convertitore AD una lenta variazione della frequenza di sincronismo non ha effetto sulla precisione della misura. Interessa solo il comportamento della frequenza durante un ciclo di misura. I due sistemi ultimamente descritti sono molto adatti, per le loro peculiarità, alla costruzione di voltmetri digitali, ma non bisogna passare sotto silenzio che anch'essi hanno i loro problemi. I maggiori sforzi devono essere dedicati ad ottenere la massima linearità degli amplificatori operazionali, in quanto tensioni e correnti di offset non desiderate pregiudicano la precisione. Il tempo di commutazione dei commutatori elettronici deve essere sufficientemente breve.
Queste esigenze sono certamente la causa dei rapidi progressi compiuti dall'integrazione di questi circuiti.
Ci sono oggi a disposizione circuiti integrati che contengono quasi tutta l'elettronica di un voltmetro digitale (DVM). Con il convertitore AD da 3 cifre e mezza LD 110/111 si può costruire un voltmetro digitale universale con un minimo numero di componenti esterni. La precisione è del 0,05% ± 1 cifra. Il campo di misura delle tensioni si estende da -2V....+2V e può essere allargato a piacere con un opportuno partitore di tensione aggiunto. La polarità della tensione di misura è indicata dal segno compreso nella cifra più significativa. Se viene superata la portata i visualizzatori a 7 segmenti cominciano a lampeggiare. Se all'ingresso non c'è una tensione, il voltmetro digitale segna automaticamente 0. La basetta è predisposta per indicatori a 7 segmenti della Hewlett-Packard. Possono essere impiegati i tipi 5082-7730, 5082-7732. oppure 5082-7750, 5082-7752, e tutti gli altri tipi con piedinatura uguale. La resistenza d'ingresso è maggiore di 1000M e la corrente di misura che passa nell'ingresso è di circa 4 pA. Il circuito del voltmetro digitale si può vedere in figura 3.5. Il temporizzatore di precisione IC4 produce una frequenza di sincronismo di circa 24 kHz, e la frequenza di campionamento è di 4 prelievi al secondo. Con il generatore di corrente a FET T6 e con il transistor T7 funzionante in conduzione inversa viene prodotta la tensione di riferimento.
Una tensione di riferimento più stabile con la temperatura e di conseguenza più precisa si può ottenere sostituendo a T6 una resistenza da 1k ed a T7 un diodo di riferimento compensato in temperatura (come per esempio lo ZTK 6V8). I diodi Zener normali non sono adatti.
In caso di tendenza all'oscillazione o di difficoltà di taratura la base di T7 viene collegata ad un partitore di tensione R/C. Una resistenza ad ossido metallico (180k...220k) collega la base al punto +12 V, mentre un elettrolitico (10....20μ) collega la base alla massa.

La conversione analogico-digitale è eseguita dagli integrati IC1 ed IC2. Con gli invertitori N1....N5 ed i transistori T1....T4 vengono pilotati gli anodi dei display con il sistema multiplex. La decodifica da BCD a 7 segmenti è effettuata dal convertitore IC3. Il transistor T5 pilota i segmenti A, B della cifra più significativa. Nei conduttori di catodo dei visualizzatori a LED ci sono le resistenze R9....R15. Se lo strumento deve essere alimentato a batteria le resistenze devono essere da 150 Ω per mantenere basso l'assorbimento di corrente. Se però si desidera una forte luminosità le resistenze possono essere abbassate fino a 47 Ω. L'alimentazio-

ne a 5V deve in ogni caso poter erogare una corrente al almeno 400 mA.
Con la basetta di figura 3.6 è relativamente facile completare il voltmetro digitale. È consigliabile alimentare lo strumento con tensione stabilizzata. Per il potenziometro P1 si dovrebbe usare un tipo a cermet oppure un tipo multigiri ad alberi o filettato. Dopo la connessione della tensione di alimentazione l'ingresso del circuito deve essere cortocircuitato. Ora si procede alla regolazione dello zero mediante il condensatore trimmer C5. Quindi il voltmetro digitale viene tarato con il potenziometro P1. I punti decimali delle singole cifre vengono portati fuori separatamente. Occorre far attenzione che le resistenze limitatrici per i conduttori negativi dei punti non sono previste sulla basetta e quindi devono essere inserite a seconda della necessità. Come già chiarito, un partitore di tensione all'ingresso può considerevolmente ampliare il campo d'impiego del DVM. Con il partitore mostrato in figura 3.7 si possono misurare tensioni fino a ±1999V. Per mantenere la precisione di misura il divisore deve essere formato da resi-

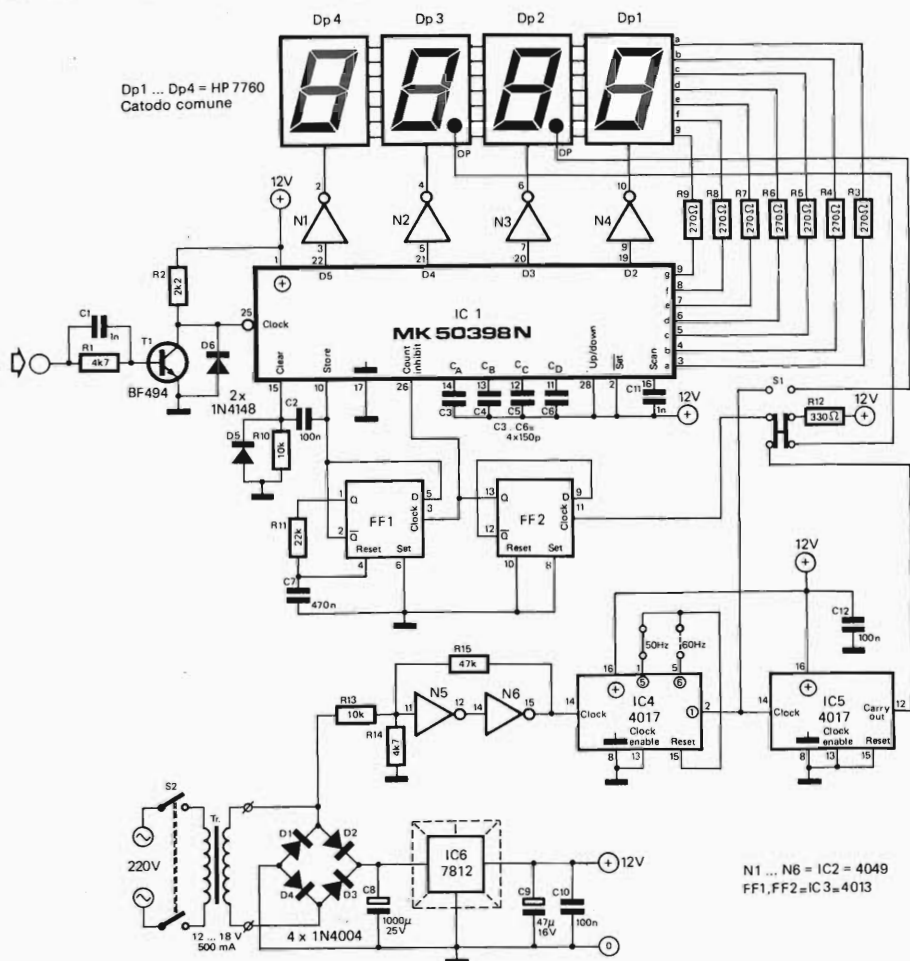



Fig. 3.8 Schema del minifrequenzimetro. Il componente principale è l'integrato MK 50398 N che contiene, oltre al contatore vero e proprio, anche la memoria intermedia (latch) ed il pilotaggio per il display.

stenze a strato metallico e precisione dell'1%. Se si fa uso del commutatore a due vie mostrato in figura 3.7 si può commutare automaticamente il punto decimale a seconda della portata della misura. Un'altra possibilità consiste nel collegare stabilmente il punto decimale alle unità e contrassegnare le varie posizioni del selettore delle portate con le indicazioni x1, x10, x100, e x1000.

Minifrequenzimetro

Con le moderne tecniche di misura digitali non è solo possibile realizzare, come è noto, dei voltmetri digitali, ma anche strumenti digitali per la misura della frequenza. Elektor ha già pubblicato molte varianti di frequenzimetri digitali. Degno di nota è per esempio il semplice frequenzimetro del digit 2, che è basato sugli economici ed affidabili integrati TTL. Nel numero di settembre del 1979 di Elektor (N° 4) è descritto un efficiente frequenzimetro da 0,25 GHz, uno strumento professionale da autocostruire (0,25 GHz = 250 MHz). Elemento fondamentale di questo apparecchio è l'integrato LSI MK 50398N. Con questo integrato si può realizzare anche un contatore meno universale ma tuttavia più semplice: Il minifrequenzimetro.

Dati:

Ingresso: c.c. (accoppiato in corrente continua)
sensibilità d'ingresso: + 1V
Massima tensione d'ingresso: + 12V/-6V
Impedenza d'ingresso: > 4k7
Limite superiore del campo di misura: 999,9 kHz

Avvertenza: Le tensioni alternate possono essere misurate fino ad un valore massimo di 12 V_{ss}. Tensioni alternate alle quali sia sovrapposta una tensione continua non possono essere misurate. Il minifrequenzimetro è facile da costruire ma molto pregevole, in quanto il campo di misura di estende da 10 Hz ad 1 MHz. Il risultato della misura è visualizzato su un display a 4 cifre. Il frequenzimetro è formato da sei circuiti integrati (dal costo complessivo di circa 40 marchi), da un visualizzatore a quattro cifre a sette segmenti e da alcuni piccoli componenti. Il circuito completo, con l'eccezione del trasformatore di alimentazione, può essere disposto su una basetta da 8 x 13 cm. Poichè per il minifrequenzimetro non è prevista una base dei tempi quarzata e, per ragioni di semplicità si usa la frequenza di rete per determinare gli intervalli di conteggio, la precisione di questo strumento non è paragonabile con quella dei tipi professionali. Per misure nel laboratorio dell'elettronico dilettante, essa è tuttavia sufficiente.

La figura 3.8 mostra lo schema completo del minifrequenzimetro. Il componente più importante è l'integrato MK 50398N della Mostek. Questo componente LSI (LSI = Large Scale Integration = Integrazione a grande scala) contiene contatori BCD per 6 cifre, una memoria intermedia (latch) per ogni cifra, una decodifica BCD-7 segmenti e la logica per il pilotaggio in multiplex del display.

La figura 3.9 mostra lo schema a blocchi del contatore MK 50398N con i sistemi di bus per il display a LED e l'alimentazione del contatore BCD avanti/indietro. Fintanto che l'ingresso "load counter input" è a livello logico "1", il contatore viene inserito cifra dopo cifra sui quattro ingressi BCD, a cominciare dalla cifra più significativa. Tramite l'ingresso "clear" del contatore il suo contenuto può venir cancellato in maniera asincrona. Gli altri registri interni non vengono modificati da questo ingresso.

Fintanto che l'ingresso "store" è a livello "0", i dati correnti sono trasmessi dal contatore al display a LED, e per un livello logico "1" memorizzati nel "latch" a sei cifre. Il dispositivo multiplex del display pilota lo "scan oscillator" e lo "scan counter" che vengono allo steso tempo soppressi sul chip. L'andamento con il tempo dell'impulso di strobe per i display a LED è rappresentato in figura 3.10.

Nel minifrequenzimetro si utilizzano solo quattro delle sei cifre che l'integrato può pilotare. Questa soluzione è stata adottata non solo perchè il minicontatore potesse giustificare il suo nome, ma anche perchè, data la precisione dello strumento, la lettura a sei cifre non avrebbe molto senso. Il pilotaggio del display avviene con il normale sistema multiplex. I catodi comuni delle sin-

gole cifre vengono mandati a massa in sequenza a mezzo del segnali delle uscite di strobe D2....D5 dell'integrato contatore e tramite gli invertitori N1....N4. Gli anodi dei segmenti da accendere sono in comunicazione con il positivo dell'alimentazione tramite le resistenze R3....R9 e le uscite per i segmenti a....g. La decodifica multiplex è

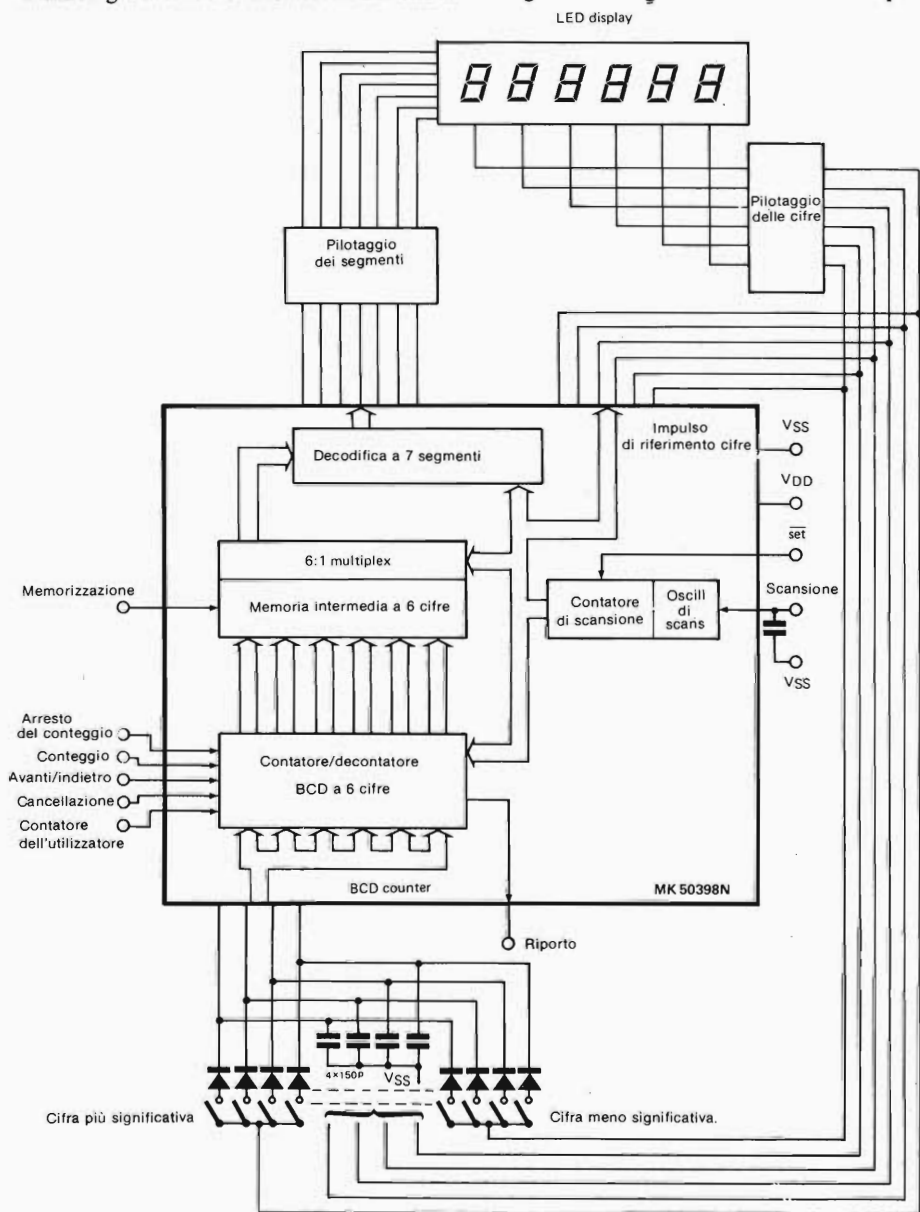
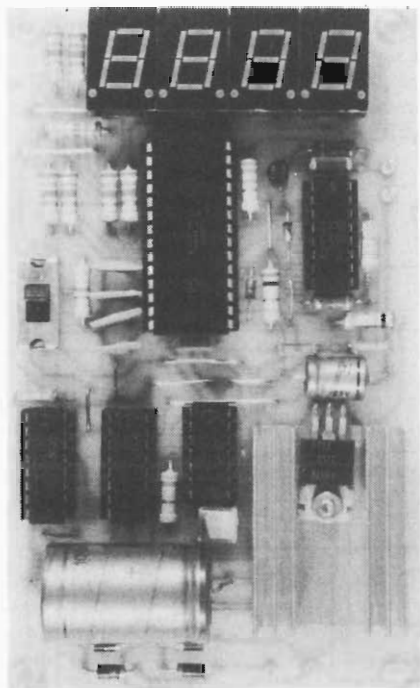
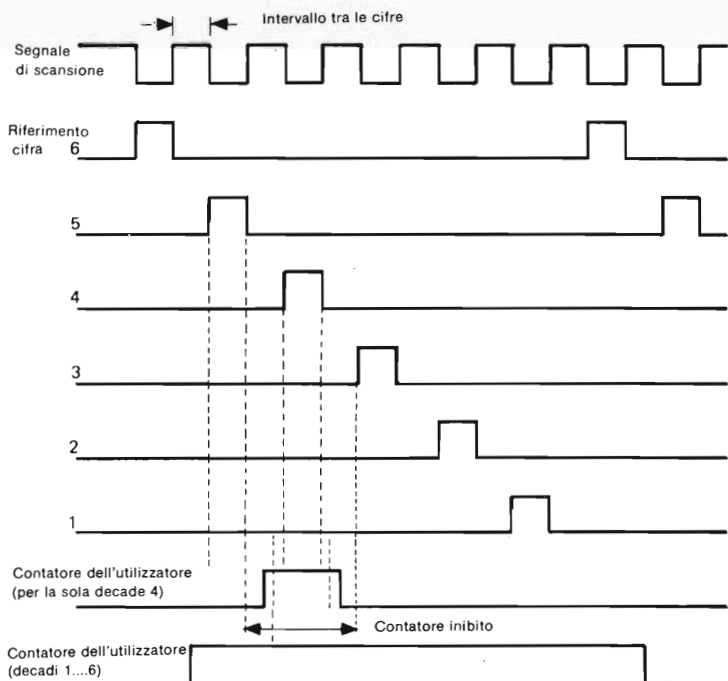



Fig. 3.9 I componenti interni del contatore MK 50398 N ed insieme delle connessioni.

integrata nell'MK 50398, cosicchè il condumo del circuito resta basso. Si deve ancora osservare che la frequenza di tasteggio (scanning) della lettura multiplex dipende dalla capacità del condensatore esterno C11; con il valore dato in figura sarà di circa 2 kHz.

Il segnale da misurare raggiunge l'ingresso di conteggio (clock) dell'integrato del frequenzimetro attraverso lo stadio d'ingresso formato da T1; il diodo D6 protegge questo ingresso dai picchi di tensione negativi che possono insorgere a causa della capacità di reazione del transistor, che è piuttosto alta. Il contatore elabora gli impulsi che pervengono all'ingresso di clock fintanto che l'ingresso di count inhibit (arresto del conteggio) permane al livello "0", ovvero fintanto che il flip-flop FF2 non è basculato. FF2 riceve il suo impulso di clock dal generatore degli intervalli di conteggio del minifrequen-

Fig. 3.10 Tramite l'impulso di riferimento del display il contatore BCD può essere posizionato cifra per cifra, come appare chiaro dal diagramma degli impulsi.

zimetro. Lo schmitt-trigger formato dagli invertitori N5 ed N6 trasforma il segnale sinusoidale a 50 Hz proveniente dal trasformatore di rete in un segnale ad onda quadra a 50 Hz adattato al pilotaggio del CMOS. Il divisore IC4 abbassa dapprima la frequenza di rete a 10 Hz e quindi IC5 la riduce ulteriormente ad 1 Hz. Il minifrequenzimetro lavora anche a 60 Hz; il necessario collegamento all'ingresso di reset di IC4 è indicato tratteggiato in figura 3.8.
A seconda della posizione del selettore del campo di misura S1, arriva all'ingresso di clock del flip-flop FF2 il segnale a 10 Hz oppure quello ad 1 Hz. Nel primo caso l'uscita Q di FF2 è a livello "0" per una durata di 0,1 s, mentre nel secondo caso questo tempo è di1 s.Questi sono i due intervalli di conteggio possibili per il frequenzimetro. Trascorso il corrispondente intervallo di conteggio l'uscita Q del flip-flop FF2 passa al livello "1", in modo che si arresta il conteggio ed il flip-flop FF1 bascula.

Questo ha come conseguenza che ora esiste all'ingresso "store" dell'integrato contatore un livello logico "0": lo stato dei sei contatori BCD viene ora trasferito nelle memorie intermedie; il display visualizza le quattro cifre intermedie del risultato del conteggio. Dopo un certo tempo il condensatore C7 è caricato di quel tanto che FF1 si possa resettare da solo (a ben considerarlo questo flipflop lavora come multivibratore monostabi le). L'ingresso "store" passa nuovamente al livello "1", in modo che il registro intermedio memorizza lo stato dei contatori. Immediatamente dopo il reset di FF1 appare all'ingresso "clear" un livello "1"; di conseguenza anche i contatori BCD vengono resettati e restano pronti per il successivo ciclo di conteggio. Poichè il registro intermedio è indipendente da questo ultimo evento, sul display resta visibile l'ultimo stato dei contatori. Il diodo D5 ha una funzione analoga a quella di D6, in quanto protegge l'entrata "clear" dagli impulsi negativi.
Oltre che l'intervallo di conteggio, anche la posizione del punto decimale dipende dal selettore di portata S1. La massima frequenza leggibile nella portata inferiore è di 99,99 kHz (intervallo di conteggio 1 s) e nella portata superiore è di 999,9 kHz (intervallo di conteggio 0,1 s). L'alimentazione del minifrequenzimetro non richiede niente di particolare; per la stabilizzazione di tensione si impiega qui un 7812.
La basetta con le piste e la disposizione dei coponenti indicate in figura 3.11 comprendono tutti i componenti dello schema di figura 3.8, fatta eccezione per il trasformatore di rete e l'interruttore generale S2. Se si equipaggia la basetta con componenti di minimo ingombro in altezza, il frequenzimetro assume una forma compatta e maneggevole. Ad una frequenza di rete di 50 Hz il ponticello di cortocircuito vicino al condensatore C8 deve essere inserito nella posizione disegnata a tratto indietro, mentre a 60 Hz esso va nella posizione tratteggiata. Per lo stabilizzatore di tensione IC6 occorre un dissipatore termico.
Facendo precedere all'ingresso di clock di IC1 un adatto divisore per 10, i dilettanti che amano la sperimentazione possono elevare a 10 MHz il limite superiore della frequenza. La precisione dello strumento può essere considerevolmente aumentata con l'uso di una base dei tempi quarzata.

Traduzione dei più importanti termini tecnici inglesi della tecnica digitale:

BCD (binary coded decimal)	= codice binario per numeri decimali
blank	= vuoto
carry	= riporto
clear	= cancellare
clock	= sincronismo
control	= controllo
count	= conteggio
counter	= contatore
decade	= decade
decode	= decodificare
digit	= cifra
DIL (dual-in-line)	= a doppia schiera
display	= elemento visualizzatore
divider	= divisore
down	= verso il basso
driver	= pilota
duty cycle	= rapporto impulso-pausa
gate	= porta logica
GND (ground)	= massa
HF (high frequency)	= alta frequenza
Inhibit	= impedire
Inter digit time	= tempo tra due visualizzazioni
latch	= trattenere, memorizzare
LF (low frequency)	= BF (bassa frequenza)
load	= caricare
LSD (least significant digit)	= cifra meno significativa
MSD (most significant digit)	= cifra più significativa

Elenco componenti

Resistenze:

R1,R14 = 4k7
R2 = 2k2
R3...R9 = 270 Ω
R10,R13 = 10k
R11 = 22k
R12 = 330 Ω
R15 = 47 k

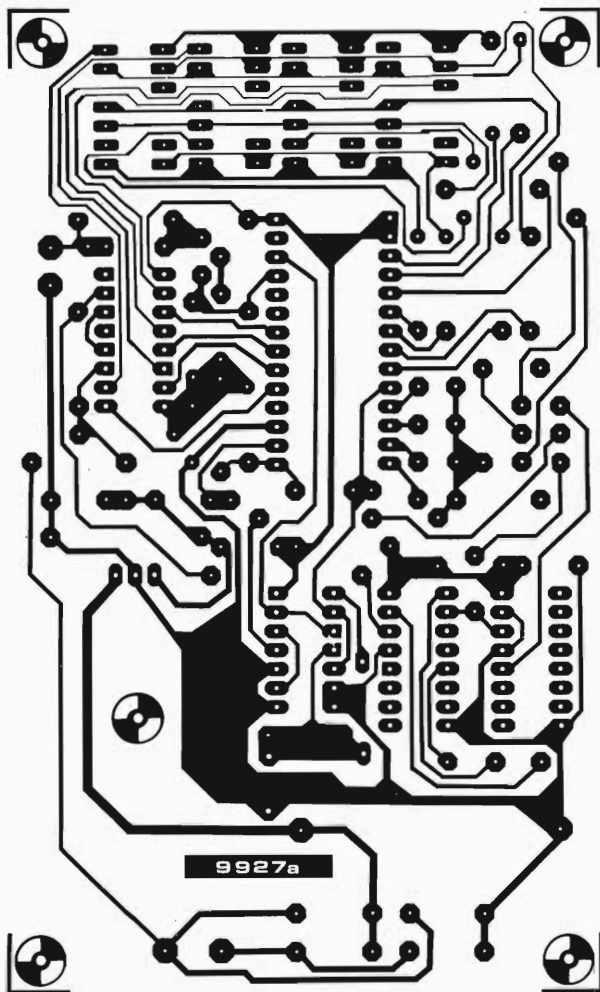
Condensatori:

C1,C11 = 1 n
C2,C10,C12 = 100 n
C3...C6 = 150 p
C7 = 470 n
C8 = 1000 μ/25V
C9 = 47 μ/16V

Semiconduttori:

IC1 = MK 50398N (Mostek)
IC2 = 4049
IC3 = 4013
IC4,IC5 = 4017
IC6 = 7812
T1 = BF 494
D1...D4 = 1N4004
D5,D6 = 1N4148

Componenti vari:

Dp1...Dp4 = HP 5082 - 7760 (catodo comune)
Tr = Trasformatore di alimentazione da 12 a 18 V/500 mA
S1 = Commutatore bipolare
S2 = Interruttore di rete bipolare

point	= punto (virgola)
prescaler	= predivisore
preset	= preselezione
presetable	= preselezionabile
range	= campo
scan	= eseguire la scansione
select	= selezionare
store	= memorizzare
strobe	= tasteggiare
sync. gate	= porta logica di sincronizzazione
time base	= base dei tempi
Up	= verso l'alto
Vss, Uss	= massa (tensione negativa)
VDD, UDD	= tensione di alimentazione positiva.

Termometro

Un altro esempio di tecnica di misura digitale è costituito dal circuito per termometro che presentiamo qui di seguito. Strumenti con indicazione digitale sono alquanto di

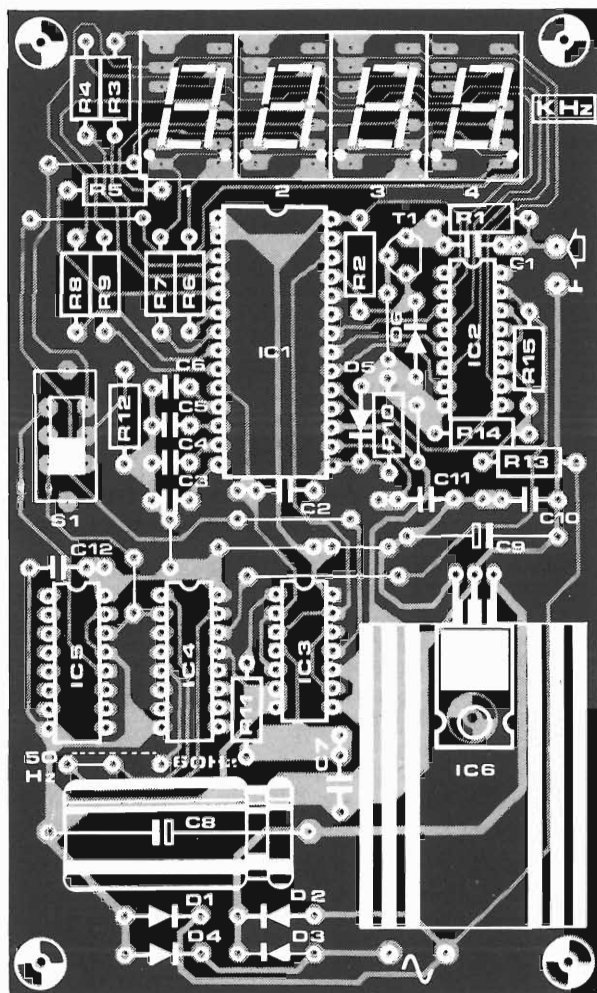



Fig. 3.11 Basetta e disposizione dei componenti per il minifrequenzimetro. Si devono aggiungere solo il trasformatore di alimentazione e l'interruttore di rete, e quindi lo strumento è pronto all'uso.

moda, e nella casa moderna non ci sono solo gli orologi digitali che lasciano intravvedere la nuova tendenza. Anche il termometro digitale del quale segue la descrizione è in linea con il nuovo stile. Esso possiede un campo di misura di 5.....50°C ed è formato da componenti facilmente reperibili.

Il "boom" che si è potuto osservare negli ultimi anni, degli strumenti ad indicazione digitale, dimostra che ci si può abituare o che già ci si è abituati a questo modo di rappresentare risultati di misure, tempi eccetera. Nelle discussioni sul pro ed il contro dei visualizzatori digitali, che avvengono quasi sempre, non si considera solo il lato estetico, ma anche i vantaggi pratici, compresa la grande precisione, che sono incontestabili. Il termometro digitale è un buon esempio per tutto ciò. Chi non si è mai irritato quando, per leggere un termometro a mercurio, occorre per prima cosa cercare il giusto angolo visuale, dal quale si possa vedere la colonni-

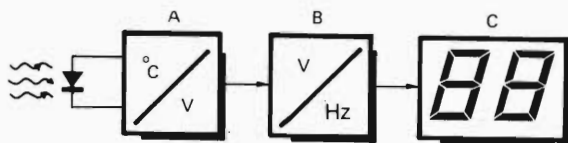



Fig. 3.12 Schema a blocchi del termometro. Come sensore di temperatura basta un "normale" diodo.

Foto: Proposta per l'esecuzione pratica del sensore di temperatura. Il transistor è incollato a tenuta d'acqua al tubetto (di plastica). Per misure in fluidi non conduttori non è necessaria una simile sistemazione, e si può quindi impiegare un diodo non isolato.

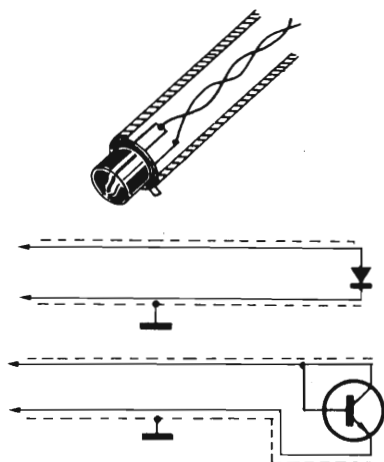



Fig. 3.13 Al posto del diodo può servire come sensore termico anche il diodo base/emettitore di un transistor, se collettore e base vengono collegati insieme come mostrato in figura. La disposizione dei terminali di un transistor è più adatta alla costruzione di un sensore termico.

na allargata e si possa quindi leggere senza errori la temperatura? (questo non vale solo in questo caso, ma anche, per esempio, per un voltmetro a lettura analogica).

Nel termometro digitale questo problema non sussiste; esso mostra la temperatura con un chiaro display a numeri.

In primo luogo, il termometro è stato pensato per l'uso domestico, nel quale il campo di misura da 5 a 50°C è sufficiente. Anche la precisazione di ± 1°C è sufficiente.

Qualora basti questa precisione il termometro può essere adibito a scopi diversi, come sensore di temperatura oppure per la determinazione della temperatura superficiale di sostanze fluide, montando in modo opportuno l'elemento sensibile (un comune diodo).

Il circuito consiste di tre gruppi funzionali (figura 3.12). Il blocco A comprende il sensore (un diodo) ed un circuito che produce una tensione proporzionale alla temperatura. Perciò il gruppo A può essere anche considerato un convertitore temperatura-tensione.

Questa tensione viene convertita nel blocco B in una tensione alternata, la cui frequenza è dipendente dalla temperatura. Infine il blocco C contiene un circuito di conteggio ed un visualizzatore con i due display a sette segmenti.

Queste tre unità funzionali saranno descritte qui di seguito. Come rivelatore di temperatura serve un diodo al Silicio oppure un transistor al Silicio (figura 3.13). Questo è possibile in quanto la tensione ai capi di un diodo polarizzato nel verso della conduzione dipende dalla temperatura.

Nel campo di temperature che consideriamo in questo caso si può partire dal presupposto che ci sia una dipendenza proporzionale tra la temperatura (assoluta) e la caduta diretta

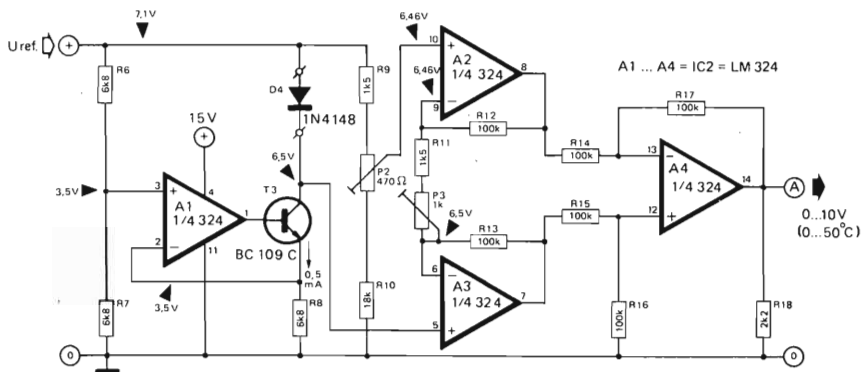



Fig. 3.14 Lo schema del convertitore temperatura/tensione. Importante per la precisione della misura è, tra l'altro, la stabilità della tensione di riferimento (7,1V). Questa tensione viene fornita dal generatore di tensione di riferimento stabilizzato in temperatura dell'integrato 723 dell'alimentatore.

in un diodo che venga alimentato da una corrente costante. La variazione della tensione ai capi del diodo al Silicio è di circa -2 mV per un aumento della temperatura di 1°C.
Nel circuito del primo blocco funzionale (figura 3.14), D4 è il diodo che serve da sensore di temperatura. Gli amplificatori operazionali A2/A3 formano un amplificatore differenziale. All'ingresso di A2 viene applicata una tensione costante, regolabile con P2, che determina il valore iniziale del campo di misura. Con il fattore di amplificazione scelto per l'amplificazione differenziale (100) la sensibilità del circuito sarà di 10 V/50°C.
Come già in precedenza chiarito, la corrente nel diodo deve essere costante per garantire la precisione della misura. Questa corrente viene prodotta dalla sezione A1 e T3 del circuito. All'ingresso non invertente di A1 c'è una tensione di riferimento. Dal momento che in questo modo l'operazionale di comporta da amplificatore differenziale, facendo in modo che le tensioni ai suoi due ingressi risultino uguali, esso di conseguenza regola la corrente di pilotaggio per T3 in modo che la tensione su R8 sia costante. Lo stadio T3, nel cui circuito di collettore c'è il diodo lavora quindi a corrente fissa.
Il circuito del convertitore tensione-frequenza (figura 3.16) produce una tensione impulsiva la cui frequenza dipende dalla tensione di pilotaggio all'ingresso di A8.
La misura non avviene in modo continuo ma a cicli. Ogni due secondi A5 rilascia un impulso di reset, che fa partire il ciclo.
La durata del ciclo può essere modificata usando altri valori per C1. Non appena l'uscita di A5 raggiunge un potenziale alto, passa una corrente verso l'ingresso di A7, tramite R9 e D4, e la tensione di uscita di questo operazionale diventa pressochè nulla. Attraverso R11 passa ora una corrente minore di quella che passa per R12, così che anche il potenziale d'uscita di A8 diventa basso. Il diodo D2 è interdetto in questa fase ed il generatore di onda quadra formato da A6 può oscillare, sintanto che l'impulso di

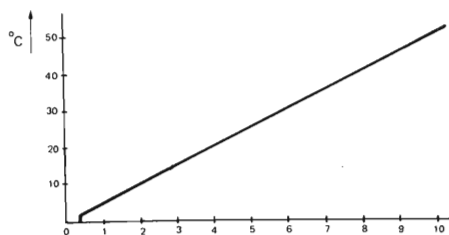



Fig. 3.15 Caratteristica di trasferimento del convertitore temperatura/tensione. Il circuito ha un intervallo di avviamento, per cui all'uscita si può avere un valore minimo di tensione che và da 100 a 200 mV.

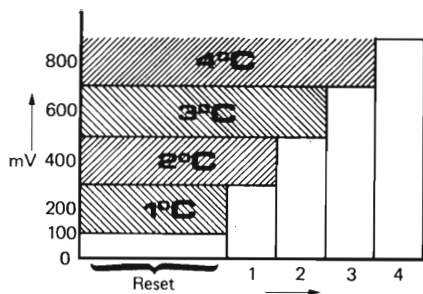



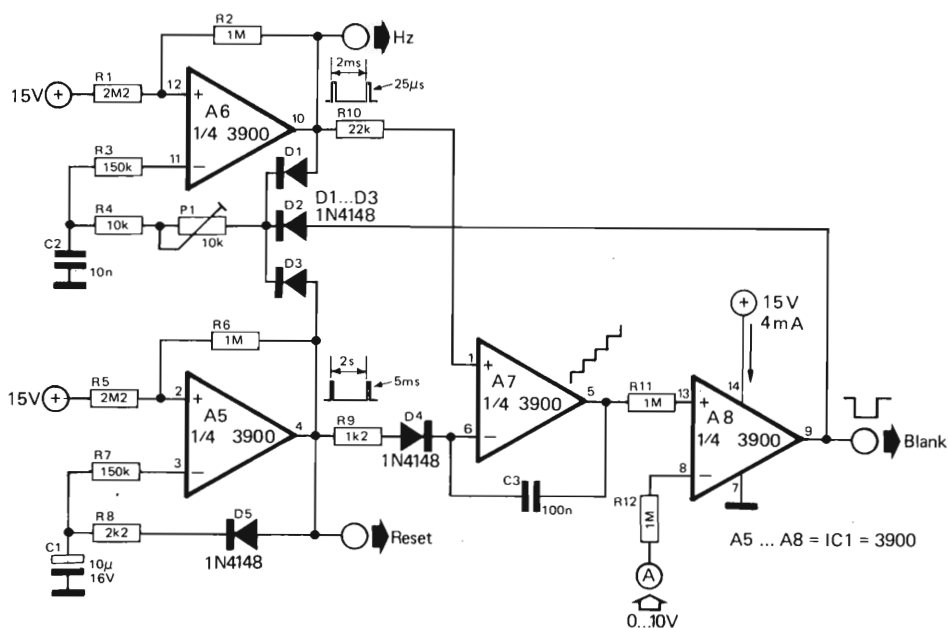
Fig. 3.16 Il convertitore tensione/frequenza. Cuore del circuito è un generatore di tensione a gradini formato da A7. Il grafico dimostra che in un campo di temperatura prossimo a 0°C non vengono prodotti impulsi. Ad ogni impulso il livello della tensione dipendente dalla temperatura si innalza di 200 mV.

reset non sparisca.
Il generatore ad onda quadra continua a produrre impulsi finchè non viene nuovamente bloccato tramite D2. L'impulso di arresto viene prodotto dagli operazionali A7 ed A8. A7 somma gli impulsi del generatore ad onda quadra ad una tensione a scala, che si innalza di un gradino ad ogni impulso. Non appena questa tensione, che pilota l'operazionale A8 tramite la resistenza R11, diventa maggiore della tensione di pilotaggio all'ingresso invertente, A8 bascula, la sua uscita passa ad un potenziale alto e, tramite D2, l'oscillatore ad onda quadra viene bloccato. Il momento nel quale A8 bascula, viene determinato dalla tensione fornita dall'unità termometrica. Tanto maggiore è questa tensione, tanti più impulsi del generatore ad onda quadra sono necessari perchè la tensione a scala raggiunga il suo valore facendo basculare A8.
All'uscita del generatore ad onda quadra appare così ogni due secondi una serie d'impulsi la cui lunghezza dipende dalla tensione

Fig. 3.17 L'unità di visualizzazione digitale del termometro è costruita con integrati della serie TTL standard. Degli stadi separatori formano l'interfaccia tra gli integrati TTL e le unità che li precedono.

di pilotaggio. Il successivo circuito di conteggio registra gli impulsi e mette il risultato nel visualizzatore della temperatura.
L'unità visualizzatrice (figura 3.17) è costruita con integrati TTL, eccetto i cinque stadi tampone che sono in CMOS. Essi servono all'adattamento dell'impendenza tra le uscite a 15 V delle unità di pilotaggio, che sono ad impendenza relativamente alta, e gli ingressi TTL, la cui impendenza è per contro bassa, e che sono previsti per il pilotaggio a 5V. L'integrato COS-MOS CD 4050 contiene in tutto sei stadi buffer e viene alimentato, come i TTL, a 5V.
L'impulso di reset sistema, all'inizio di un ciclo di conteggio, i due contatori 7490 a zero. Il segnale contrassegnato "blank" sopprime l'indicazione dello zero e quella che si avrebbe durante il ciclo di conteggio. Dopo l'ultimo impulso di conteggio questo segnale scompare, e la visualizzazione non viene più soppressa.
Il circuito può essere disposto su due basette, compreso l'alimentatore, dimodochè non

Fig. 3.18 Il diagramma degli impulsi chiarisce il funzionamento del convertitore tensione/frequenza. Sono rappresentate le tensioni d'uscita dell'operazionale. Le ampiezze non sono in scala per favorire la leggibilità del grafico.

dovrebbero sorgere difficoltà nel montaggio. Se tutti i componenti, compreso il diodo di misura, vengono inseriti in un contenitore, occorre fare attenzione al fatto che i componenti che sviluppano calore, come il trasformatore, i display e l'unità di alimentazione, devono essere disposti più distanti possibile dal diodo, perchè altrimenti si potrebbero avere degli errori di misura.
Come conduttore tra ilsensore di temperatura e la basetta, è sufficiente, per una distanza fino a 50 cm di cavo, un semplice filo. Per una lunghezza maggiore è consigliabile un cavo schermato. La leggibilità del display migliora disponendo davanti a questo una lastrina di plexiglas rosso chiaro. Con l'uso di un multimetro la taratura del termometro è relativamente facile. Il procedimento di taratura deve avvenire come segue:

- Regolare per prima cosa a 5V la tensione al piedino 3 dell'integrato mediante P1 che sta nell'alimentatore (figura 3.19).
- Collegare lo strumento all'uscita di A4.
- Il sensore di temperatura (diodo o transistor) deve essere isolato oppure plastificato, in modo che i comduttori di collegamento, dove il filo è nudo, vengano protetti dall'umidità.
- Il sensore di temperatura deve venire immerso in una bacinella contenente del ghiaccio fondente. Regolare con P2 l'e-

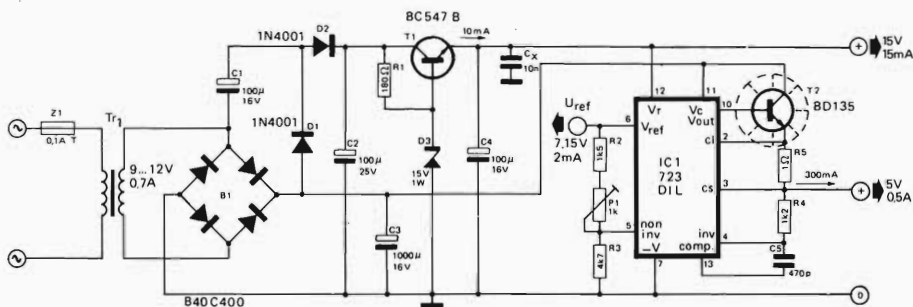



Fig. 3.19 L'alimentatore del termometro deve fornire tre diverse tensioni: 5V, 15V e 7,1V quest'ultimo valore deve essere stabilizzato termicamente per servire da tensione di riferimento per il sensore di temperatura.

scursione dello strumento a 0,1 V. In questa regolazione la salita del valore segnato dovrà essere rapida per piccole rotazioni verso sinistra. Una rotazione verso destra dovrà avere invece scarsa influenza sull'indicatore.

- Si deve ora regolare P3 in modo che a 50°C (confrontare con un termometro) la tensione all'uscita di A4 sia di circa 10V. Al contrario di quanto avveniva per P2, la regolazione di P3 non è critica.
- Occorre infine regolare P1 (figura 3.16) in modo che il termometro elettronico indichi la giusta temperatura.

Elenco dei componenti per le figure 3.16 e 3.17

Resistenze

R1,R5 = 2M2
R2,R6,R11,R12 = 1 M
R3,R7 = 150 k
R4 = 10 k
R8 = 2k2
R9 = 1k2
R10 = 22 k
R13,R14 = 1 k
R15...R28 = 180 Ω
P1 = Trimmer 10 k

Condensatori:

C1 = 10 μ/16 V
C2,Cx = 10 n
C3 = 100 n
C4 = 10 μ/10 V

Semiconduttori:

D1...D5 = 1N4148
IC1 = 3900
IC2 = CD 4050
IC3,IC4 = 7490
IC5,IC6 = 7447
DP1,DP2 = 1Display con anodo comune, per esempio HP 5082/7750

Elenco dei componenti per le figure 3.14 e 3.19

Resistenze

R1 = 180 Ω
R2,R9,R11 = 1k5
R3 = 4k7
R4 = 1k2
R5 = 1 Ω
R6,R7,R8 = 6k8
R10 = 18 k
R12,R13,R14
R15,R16,R17 = 100 k
R18 = 2k2
P1,P3 = Trimmer 1 k
P2 = Trimmer 470 Ω

Condensatori:

C1,C4 = 100 μ/16 V
C2 = 100 μ/25 V
C3 = 1000 μ/16 V
C5 = 470 p
Cx = 10 n

Semiconduttori:

D1,D2 = 1N4001
D3 = 15 V/1 W
D4 = 1N4148
T1,C4 = BC 547B
T2 = BD 135
T3 = BC 109C
IC1 = 723 DIL
IC2 = 324

Componenti diversi:

Z1 = O,1 A träge
B1 = B40 C400
Tr1:9...12 V; 0,7 A
Dissipatore termico per T2

Fig. 3.20 Convertitore tensione/frequenza ed unità di visualizzazione trovano posto sulla medesima basetta.

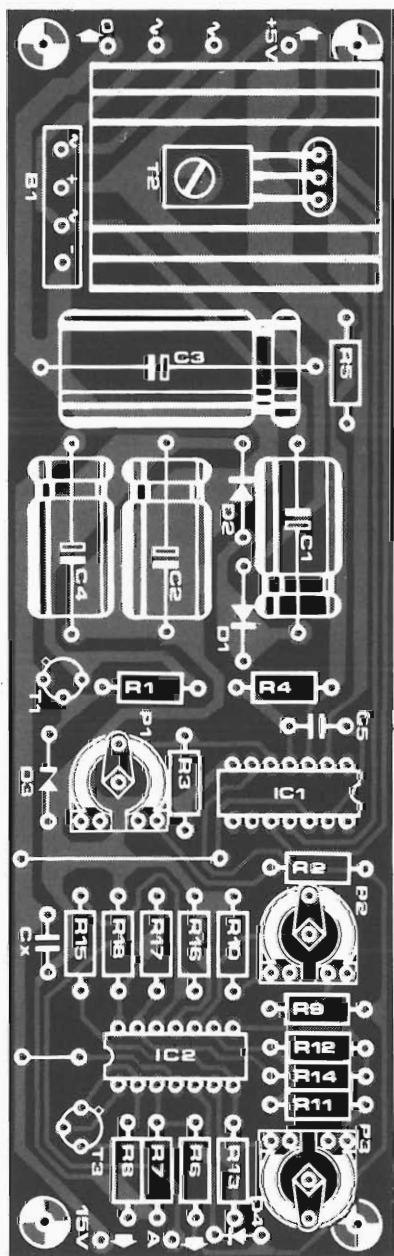
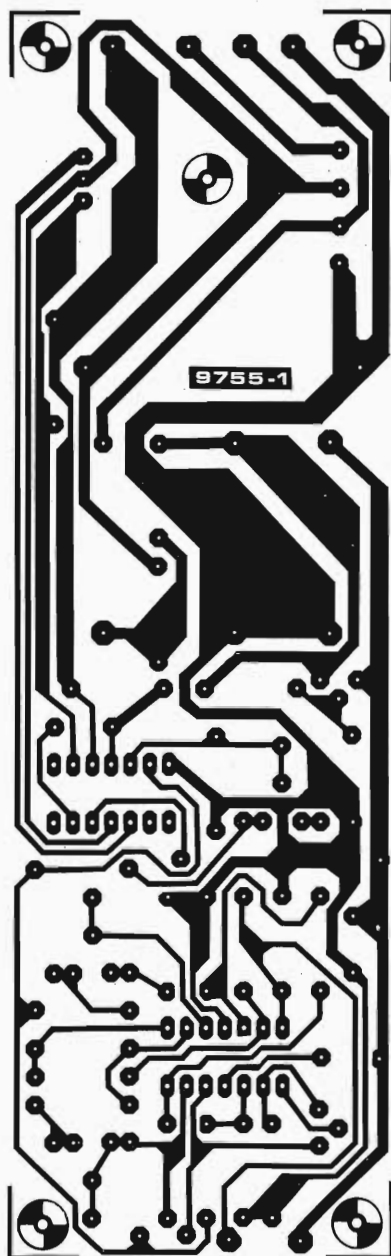



Fig. 3.21 Basetta e disposizione dei componenti per il convertitore temperatura/tensione di figura 3.14 e l'alimentatore di figura 3.19. Per evitare errori di misura il sensore delle temperature deve essere tenuto il più lontano possibile dai componenti dell'alimentatore che sviluppano calore.

4

Cenni sull'oscilloscopio

Un oscilloscopio è veramente il sogno di molti elettronici. Questo perchè, rispetto agli strumenti di misura multipli, ha il vantaggio di non indicare solo il valore della grandezza da misurare, ma di dare anche informazioni sulla direzione e sulla fase. Diventano anche chiare le variazioni della grandezza con il tempo.
Un oscilloscopio è, nel vero senso della parola, un apparecchio che "rende visibili le oscillazioni". In senso stretto si tratta di oscillazioni elettriche la cui forma è resa visibile su di uno schermo. Però, dato che è possibile convertire in oscillazioni elettriche altri tipi di vibrazioni come le onde sonore, le onde radio, gli impulsi, le vibrazioni meccaniche, un oscilloscopio può essere utile per un gran numero di misure di diversa natura.
Un tubo a raggi catodici, analogo al cinescopio della televisione, è l'elemento centrale dell'oscilloscopio. Sul funzionamento del tubo a raggi catodici si daranno solo quelle nozioni (semplificate) che sono assolutamente necessarie per la comprensione dell'apparecchio nel suo insieme. Il tubo a raggi catodici consta di un involucro di vetro nel quale è stato fatto il vuoto, formato da ampolla e collo. All'interno dell'ampolla del tubo, su una superficie piana il più possibile di trova uno strato fluorescente che emette luce visibile quando viene colpito dagli elettroni. Un "cannone elettronico" alloggiato nel collo del tubo, "spara" gli elettroni in forma di sottile raggio ad alta velocità verso lo schermo fluorescente. Davanti alla "bocca" del cannone si trova un sistema di elettrodi consistenti in due coppie di piastrine

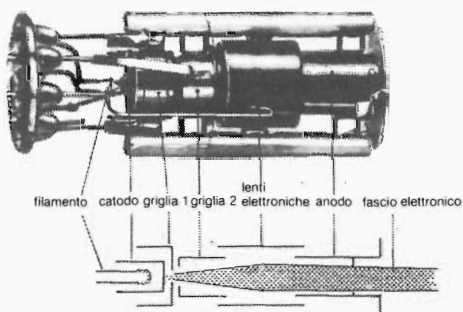



Fig. 4.1 Fotomontaggio e sezione schematica di un cannone elettronico.

parallele, a due a due perpendicolari tra loro, che fanno deviare il fascio elettronico in modo da poterlo "pilotare" in qualsiasi punto dello schermo.
Il cannone elettronico deve svolgere parecchie funzioni: deve produrre gli elettroni, concentrarli in un raggio, e fornire loro una velocità sufficientemente grande da farli arrivare allo schermo con una grande energia. Un semplice cannone elettronico è rappresentato, insieme ad una sezione schematica, in figura 4.1
Il catodo riscaldato emette elettroni la cui velocità è relativamente piccola; questi devono essere concentrati ed accelerati in modo che possano colpire un determinato punto dello schermo con un'alta velocità. Questo effetto viene ottenuto con un "sistema di lenti elettroniche" ("ottica elettronica") di-

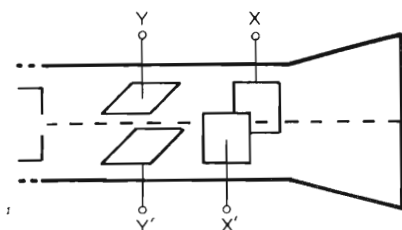



Fig. 4.2 Sistemazione delle placchette di deflessione verticale ed orizzontale.

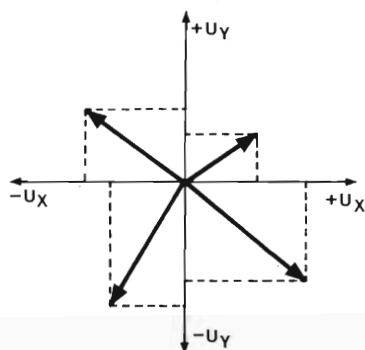



Fig. 4.3 Quattro esempi di somma vettoriale delle tensioni di deflessione orizzontale e verticale. Le punte delle frecce definiscono il punto nel quale il raggio colpisce lo schermo.

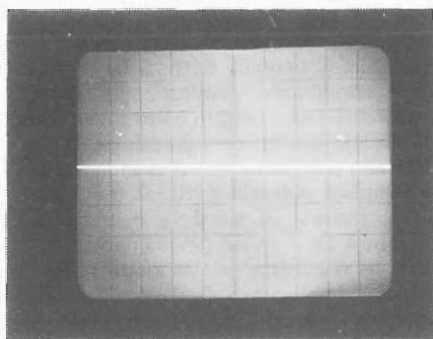



Fig. 4.4 Questo oscillogramma appare quando si applica una tensione di deflessione orizzontale; alle plachette della deflessione verticale non c'è tensione.

sposto davanti al catodo. La massa di elettroni che deve entrare nell'"ottica" deve dapprima essere guidata. Questo avviene mediante un diaframma con un foro circolare sul suo lato anteriore. Poichè questo diaframma ha una funzione analoga alla griglia di controllo di un tubo elettronico, esso è chiamato griglia$_1$ (g_1) oppure cilindro di Wehnelt. Il cilindro di Wehnelt riceve una polarizzazione negativa variabile rispetto al catodo ($-U_{g1}$). Il successivo elettrodo chiamato griglia$_2$ (g_2) rimane ad una tensione positiva rispetto al catodo. Questa tensione ha influenza fino a dentro il cilindro di Wehnelt, e conferisce agli elettroni una certa accelerazione inziale. La concentrazione del raggio avviene con l'aiuto degli elettrodi che funzionano da lente, i quali sono anche a tensione positiva, sempre con riferimento al catodo (tensione di focalizzazione). Gli elettroni passano ora per l'anodo tubolare, che si trova alla massima tensione positiva. Questa tensione accelera gli elettroni nel modo desiderato, ed inoltre l'anodo contribuisce alla concentrazione del fascio elettronico. La concentrazione del fascio (focalizzazione) avviene in modo analogo a quello di un sistema di lenti ottiche, cosicchè gli elettroni raggiungono lo schermo in un punto che è il fuoco del sistema. A questo punto deve essere espressamente chiarito che questa presentazione semplificata deve servire solo alla comprensione del funzionamento e dei concetti applicati. Sul funzionamento e sulla tecnica costruttiva dei tubi catodici sono stati scritti interi libri.

La deviazione del raggio

Due coppie di placchette disposte secondo piani perpendicolari tra loro, provocano la deviazione del raggio elettronico. Esse sono disposte tra l'ottica elettronica e lo schermo, ed il percorso del raggio è nell'asse spaziale tra le placchette (figura 4.2). Essendo il raggio formato da elettroni, si può deviarlo dal suo percorso con l'azione di un campo elettrico.

Se, per esempio, la placca contrassegnata da Y ha un potenziale positivo rispetto alla placca Y', essa "tenterà" di "catturare" gli elettroni del raggio. A causa dell'elevata velocità degli elettroni questo non succede, ma

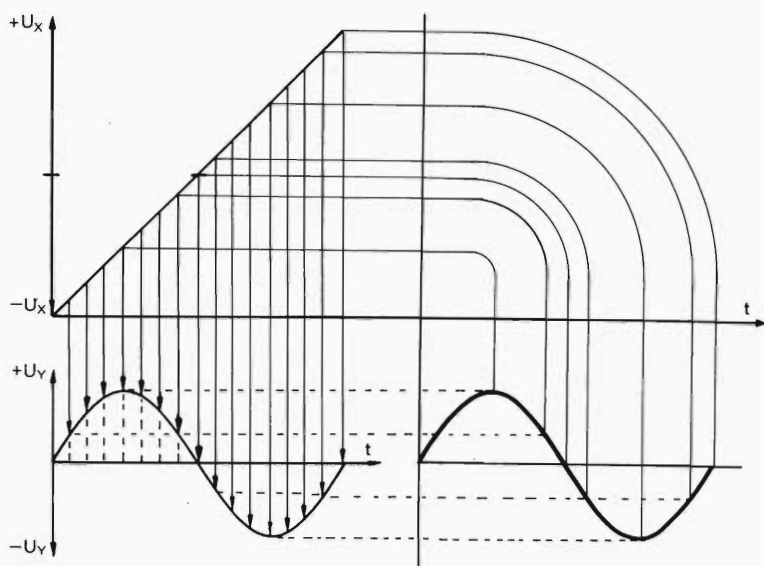



Fig. 4.5 Dalla mutua influenza delle tensioni di deflessione orizzontale e verticale appare l'oscillogramma.

comunque la forza di "attrazione" della placchetta riuscirà ad agire sul percorso del raggio in modo che questo risulterà deviato verso la placchetta Y. Da questa riflessione risulta quindi evidente che per mezzo di tensioni applicate alle placchette Y si può deviare il raggio dalla sua normale posizione mediana verso il basso o verso l'alto in direzione verticale (direzione Y). Il verso della deviazione verso il basso o verso l'alto (riferendosi alla posizione mediana), dipende dal rapporto dei potenziali alla coppia di placchette Y.

La stessa funzione, solo nella direzione orizzontale (direzione X) è svolta dalla coppia di placchette X, a mezzo della tensione ad esse applicata.

Se ora ambedue le coppie di placchette sono sotto tensione, le forze di deviazione di sommano geometricamente. Si è così in grado, con l'aiuto di tensioni continue applicate alle coppie di placchette, di influenzare il percorso del raggio in modo che il suo punto d'impatto potrà trovarsi in qualsiasi punto dello schermo si voglia. Questo significa che potremo far apparire un punto luminoso in una qualunque posizione della superficie dello schermo. La figura 4.3 mostra come per diversi rapporti dei potenziali alle due coppie di placchette si possano sommare geometricamente le forze devianti ed in quale direzione si avrà la deviazione del raggio. I rapporti cambiano però in modo decisivo quando alle placchette deviatrici siano applicate delle tensioni alternate. Se per esempio alle placchette X è applicata una tensione alternata (le placchette Y rimangono invece non polarizzate), il raggio è costretto a cambiare continuamente la sua posizione tra le placchette X. Il valore della deviazione dipende quindi dal valore istantaneo della tensione alternata, mentre il verso della deviazione rispetto alla posizione di riposo dipende dalla polarità della tensione alternata, e la rapidità dell'inversione di direzione dipende dalla velocità con la quale cambia il valore istantaneo della medesima tensione alternata, ossia dalla frequenza. Per una sufficientemente alta velocità di cambiamento (frequenza) appare sullo schermo, in conseguen-

za della persistenza dell'illuminazione dello stesso, e delle immagini nell'occhio, una linea orizzontale "descritta" dal punto luminoso mobile. (figura 4.4).
Se la tensione alternata è applicata alle placchette Y (con le placchette X non polarizzate), il punto luminoso mobile "descrive" una linea verticale sullo schermo. La deviazione del raggio dalla posizione mediana avviene con le medesime leggi della deviazione X.
Se alle due coppie di placchette si pongono contemporaneamente due tensioni alternate diverse, appaiono sullo schermo, a causa delle varie influenze alternative sul raggio, delle curve alquanto strane.
Queste curve strane si possono però calcolare con l'aiuto dell'alta matematica, ed anche interpretare, ma l'oscilloscopio deve fornire solo il quadro dell'andamento di una tensione di forma qualsiasi applicata alle placchette Y, in maniera più fedele possibile e secondo una certa scala. Bisogna prendere delle appropriate misure per applicare alle placchette X una tensione che salga in maniera lineare col tempo.
Se alle placchette Y non è applicata alcuna tensione, la tensione a pendenza lineare col tempo applicata alle placchette X (con la corrispondente polarità) costringe il raggio a percorrere con velocità costante una linea orizzontale al centro dello schermo, da sinistra verso destra. Questa linea finisce logicamente al margine destro dello schema. Se il raggio deve ripetere questo movimento, deve poter ritornare velocemente al punto di partenza sul margine sinistro dello schermo. Questo significa che la tensione alle placchette X deve cadere molto rapidamente al suo valore iniziale. Conclusioni: la tensione applicata alle placchette X deve avere la forma di un "dente di sega"; l'aumento della tensione nella direzione positiva (fianco di salita = percorso di andata del raggio) deve avere una dipendenza lineare dal tempo, la tensione di discesa deve permettere un veloce ritorno al valore di partenza (fianco di discesa = ritorno del raggio). Il ritorno deve possibilmente avvenire così velocemente da non essere percepito dall'occhio umano. Per soddisfare con sicurezza quest'ultima condizione si può sopprimere la corrente del raggio durante il percorso di ritorno e provocarne quindi lo "spegnimento".

Con questo accorgimento dovrebbe essere concluso l'elenco delle caratteristiche richieste per la "base dei tempi" di un oscilloscopio mentre occorre dire ancora qualcosa per quanto riguarda la deviazione Y.
Dopo aver soddisfatto ancora ad alcune condizioni riguardanti la base dei tempi non appare più così difficile la rappresentazione della forma di una tensione applicata alle placchette Y.
Se per esempio alle placchette Y viene applicata una tensione sinusoidale si può, a determinate condizioni, ottenere la figura di una sinusoide sullo schermo.
La prima condizione è: l'andamento della tensione alle due coppie di placchette deve avvenire in sincronismo, ossia la frequenza e la fase delle tensioni alle placchette X ed Y devono corrispondere tra loro, qualora di debba rappresentare un unico periodo della tensione Y. Se si desidera la rappresentazione di parecchi periodi dell'oscillazione della tensione Y, le frequenze della tensione a dente di sega e di quella da misurare devono essere tra loro almeno in un definito rapporto, mentre per quanto riguarda la relazione di fase se ne riparlerà ancora in seguito. Anche le ampiezze delle due tensioni devono stare tra loro in un determinato rapporto perchè altrimenti si potrebbe avere una rappresentazione distorta della forma d'onda.
In figura 4.5 è rappresentato come si forma l'immagine sullo schermo per l'interazione tra la tensione della base dei tempi e quella da controllare.
Finora non si è detto niente circa il valore delle tensioni da applicare alle placchette della base dei tempi od a quelle di misura. È chiaro che sono necessari determinati valori minimi per poter esercitare un'influenza sul percorso del raggio.
Questa "sensibilità" della coppia di placchette viene definita "coefficiente di deflessione"; esso è dato dal rapporto della tensione di deflessione (in V) con la deviazione del raggio sullo schermo (in cm). Se questo dato è per esempio di 30 V/cm ciò significa che una tensione di 30V sposta il punto luminosodi 1 cm. Il coefficiente di deflessione delle due coppie di placchette ha per lo più valori diversi. A motivo dei fatti or ora rappresentati si ravvisa una nuova necessità: la presenza di amplificatori.

Un generatore e due amplificatori

Si è già detto qualcosa circa le proprietà della tensione a denti di sega, ma finora nulla circa il modo di produrla. Un oscillatore a rilassamento è usato par la produzione della tensione a denti di sega, mentre dei circuiti RC determinano le costanti di tempo e quindi il periodo del dente di sega. I circuiti temporizzatori sono formati da condensatori commutabili e da resistenze variabili e, con un corrispondente dimensionamento, si può ottenere un vasto campo di variazioni delle frequenze di scansione. In questo modo l'oscilloscopio riceve una "base dei tempi" per mezzo della quale si può regolare il movimento del raggio lungo l'asse orizzontale. La scala del regolatore porta per esempio le indicazioni: µs/cm, ms/cm, e s/cm, che indicano le unità di tempo nelle quali avviene la deviazione di 1 cm lungo l'asse orizzontale. Questi valori valgono beninteso per la deviazione del raggio della direzione positiva e non per il percorso di ritorno.
Poichè l'amiezza della tensione a denti di sega fornita dal generatore della base dei tempi non basta a "coprire" l'intera larghezza dello schermo, si farà uso di un amplificatore X per amplificare il segnale fino al valore necessario. Dalle uscite simmetriche dell'amplificatore X la tensione di scansione raggiungerà le due placchette X.
Se per esempio si vorranno esaminare tensioni con ampiezza dell'ordine di grandezza del mV, questa non sarà assolutamente sufficiente al pilotaggio diretto delle placchette Y con una deviazione apprezzabile. Anche la tensione di misura deve quindi essere amplificata prima di venir applicata alle placchette Y.
Questo amplificatore è dotato di un partitore di tensione regolabile a gradini, con regolazione fine intermedia. Il partitore di tensione è tarato in V/cm, il chè significa: Il valore della tensione prelevata al partitore, ossia il segnale all'ingresso dell'amplificatore, viene amplificato di quel tanto che l'unità di tensione prelevata dal partitore possa provocare una deviazione del raggio di 1 cm nella direzione dell'asse verticale. Anche l'amplificatore Y ha un'uscita simmetrica. Dal momento che questo lavora con guadagno costante, la suddivisione della scala del partitore di tensione d'ingresso fornisce un'idea della sensibilità dell'oscilloscopio. Se il campo di regolazione è, per esempio, di 10 mV/cm.......10 V/cm, si può immediatamente presumere che possono venir rappresentate anche tensioni di quanche mV. Occorre ancora osservare che la taratura del partitore di tensione d'ingresso avviene per valori picco-picco, e non per valori efficaci.
Gli amplificatori X e Y debbono avere ovviamente una risposta lineare in frequenza nell'intera banda di lavoro, per garantire una rappresentazione fedele della forma della tensione da misurare.
Se, nonostante l'amplificazione, la tensione di misura è quella a denti di sega non si trovano ancora in fase, esse devono venir sincronizzate.

Fig. 4.6 Oscillogramma di un'onda sinusoidale.

Sincronizzazione

Come esempio di sincronizzazione tra tensione di misura e di base dei tempi, si debba visualizzare un periodo di una tensione sinusoidale, utilizzando l'intera larghezza dello schermo. La linea mediana orizzontale (virtuale) dello schermo deve essere la linea di zero dell'oscillazione sinusoidale. Quindi il percorso dell'oscillazione deve iniziare a sinistra dello schermo in corrispondenza di questa linea (vedi oscillogramma di figura 4.6), tagliarla in corrispondenza dell'asse e

finire al margine destro dello schermo sempre su questa linea mediana. Insieme all'oscillazione sinusoidale deve partire anche la tensione a denti si sega, che dovrà passare per lo zero allo stesso momento della tensione sotto misura, in corrispondenza dell'asse mediano verticale e raggiungere il suo valore massimo quando la sinusoide ha raggiunto il valore finale. Il percorso di ritorno del raggio rimane per adesso al di fuori di queste considerazioni.
È stato già detto che la frequenza e la fase del segnale da misurare sono le grandezze di riferimento che servono alla sincronizzazione del segnale di base dei tempi. Allo scopo sono necessari due controlli con i quali eseguire una regolazione precisa della frequenza e della fase della tensione a denti di sega e soddisfare alle condizioni anzidette. Potendosi visualizzare la tensione a denti di sega, questa dovrà iniziare la rampa di salita all'angolo sinistro in basso dello schermo, attraversare la linea di zero (virtuale) nel centro dello schermo e terminare nell'angolo a destra in alto. Con questa asserzione è però definito esattamente solo il passaggio per lo zero del fianco di salita del dente di sega, ma non ci sono dati riguardandi la sua ampiezza. Essa deve essere tale da permettere l'utilizzo di tutta l'altezza di schermo a diposizione. Sia dato il coefficiente di deflessione delle placchette X, si ricava la necessaria ampiezza della tensione a dente di sega dimensionando il guadagno dell'amplificatore X.
La sincronizzazione deve avvenire con molta precisione perchè altrimenti la figura sullo schermo non è fissa. Nell'osservare una tensione alternata la cui frequenza varia durante l'osservazione, dovrebbe essere necessario regolare continuamente qualche manopola per ottenere un'immagine stabile. Per questo motivo, nella parte che riguarda la base dei tempi del circuito dell'oscilloscopio ci sono dei dispositivi che garantiscono la sincronizzazione automatica.
Di regola gli oscilloscopi dispongono di un "triggeraggio" automatico. Di conseguenza il generatore di base dei tempi non si avvia da solo per venire dopo sincronizzato dalla tensione di misura, ma viene avviato direttamente da quest'ultima. Quando termina il periodo di rilassamento, il generatore corrispondente torna in posizione di riposo ed "aspetta " sintanto che un nuovo impulso di trigger possa avviare un nuovo ciclo di rilassamento. Accanto al dispositivo di trigger interno automatico. gli "oscilloscopi trigger" hanno anche per lo più un "ingresso di trigger" supplementare dall'esterno, con il quale si può avviare la base dei tempi con un segnale esterno.

Alimentazione

L'alimentazione di un oscilloscopio richiede un impegno molto maggiore di quello necessario per i "normali" apparati da comunicazione. L'alimentatore è formato da due gruppi: una sezione ad alta tensione che fornisce le tensioni di lavoro al tubo a raggi catodici, ed una sezione a bassa tensione che alimenta l'amplificatore e la base dei tempi. La sezione ad alta tensione deve erogare tensioni fino ad 1 kV e più, ma solo correnti deboli. La tensione alla quale devono essere alimentati glia mplificatori orizzontali e verticali dipende dalla sensibilità alla deflessione del tubo catodico, il chè significa scegliere per gli stadi finali dei due amplificatori una tensione di alimentazione tale che alla massima ampiezza del segnale di deflessione non intervenga una limitazione dei picchi. Poichè delle tensioni instabili influenzano sfavorevolmente la geometria dell'immagine, è indispensabile stabilizzare alcune delle tensioni di alimentazione.
Si conclude così la descrizione succinta e semplificata delle funzioni. Essa dovrebbe servire a chiarire i più importanti concetti pratici relativi all'oscilloscopio.

Dotazione base di un oscilloscopio

Nella versione più semplice la dotazione comprende i moduli costruttivi schematicamente rappresentati in figura 4.7.
Il blocco A contiene il tubo catodico, ed inltre il controllo della luminosità (intensità del raggio), del fuoco e dell'astigmatismo. La brillantezza del punto luminoso dipende dal numero e dalla velocità degli elettroni

che colpiscono un punto dello schermo nell'unità di tempo. La regolazione della luminosità avviene pilotando la corrente del raggio, il che avviene con una polarizzazione di griglia negativa rispetto al catodo, applicata al cilindro di Wehnelt. Con una "controtensione" positiva il raggio può essere addirittura soppresso. La "cancellazione del raggio" può servire per esempio ad impedire l'apparizione della traccia di ritorno, oppure ad inserire marcature di tempo sull'oscillogramma.
Il controllo "focalizzazione" regola la tensione continua all'elettrodo che funge da lente elettronica, in modo che il fuoco del raggio concentrato si trovi esattamente sul piano dello schermo. Per una regolazione non precisa sullo schermo appare un punto "sbavato".
Per astigmatismo si intende in ottica la distorsione di un punto in una linea, ed è stato già detto quale correzione si debba fare con la manopola così contrassegnata. Al regolatore "astigmatismo" viene prelevata la tensione per la griglia 2. I due controlli "fuoco" ed "astigmatismo" servono a regolare la definizione dell'immagine.
L'uscita simmetrica (in controfase) dell'amplificatore X (blocco B) fornisce la tensione occorrente per il pilotaggio delle placchette X, e funge da amplificatore finale per la tensione a denti di sega generata nella sezione di base dei tempi (blocco C). Il controllo "posizione" (spostamento orizzontale dell'immagine) si può spostare in senso orizzontale l'oscillogramma. Tramite il commutatore "interno"/"esterno" si può introdurre una tensione di rilassamento esterna, che pilota la deflessione X in sostituzione della base dei tempi interna.

Con il commutatore a gradini "tempo/div" vengono selezionati i circuiti RC che determinano la frequenza del generatore a rilassamento, i quali stabiliscono la velocità di deflessione orizzontale. Per molte applicazioni basta un campo di regolazione cha va da 1 μs/div fino a 0,5 s/div., mentre per ricerche riguardanti alte frequenze occorrono tempi da 0,1 μs/div a 0,01 μs/div. Il regolatore fine "cal" (taratura) serve alla

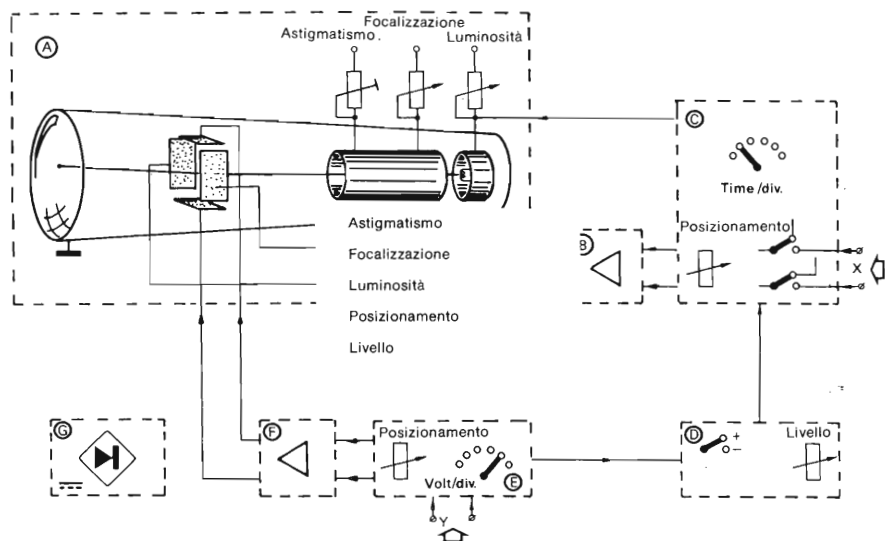



Fig. 4.7 Schema a blocchi di principio di un semplice oscilloscopio. Le funzioni dei vari gruppi sono chiarite nel testo.

regolazione di precisione della deflessione orizzontale.
Come già detto nell'introduzione, il triggeraggio (blocco D) provvede a far apparire sullo schermo un'immagine che appaia ferma all'occhio umano. Il momento nel quale viene emesso un determinato impulso di trigger corrispondente ad una determinata "posizione" del percorso del segnale e la regolazione dell'istante di trigger può avvenire mediante vari circuiti. Il commutatore +/- determina se il triggeraggio deve avvenire nella direzione montante o discendente del segnale, ossia in corrispondenza del fianco di direzione positiva oppure negativa. Il momento del percorso del segnale, nel quale deve avvenire il trigger può essere scelto con il regolatore "livello". La regolazione del "livello di trigger" può essere fatta a mano oppure può avvenire automaticamente.
La disposizione circuitale schizzata nel blocco E contiene il partitore di tensione d'ingresso, ed un preamplificatore per la tensione da misurare. Il campo di regolazione del partitore d'ingresso si estende da 10 mV/div fino a 50 V/div, mentre il controllo "posizione" permette di spostare l'immagine in direzione verticale. Anche qui troviamo un regolatore fine "cal" (posizione) che permette di compensare il partitore di tensione d'ingresso. Si è ora in grado di confrontare la tensione d'ingresso con il reticolo in centimetri sullo schermo per determinare il valore, o meglio misurare il segnale confrontandolo con un reticolo centimetrato inciso davanti allo schermo. La banda passante dell'amplificatore Y è scelta a seconda della necessità. Un limite superiore di 500 kHz è sufficiente per gli oscilloscopi più semplici. Negli apparecchi da laboratorio, la cui banda passante si estende nel campo dei MHz, sono necessari complicati accorgimenti per la compensazione in frequenza del partitore d'ingresso; una risposta lineare rispetto alla frequenza per amplificatore Y non è ottenibile negli strumenti più semplici. Alle maggiori frequenze appaiono anche degli sfasamenti dovuti al tempo di transito del segnale nell'amplificatore, e la loro compensazione porta seco ulteriori complicazioni. Anche le qualità del tubo catodico hanno la loro importanza, in quanto la sua frequenza limite superiore determina in definitiva la banda passante.
Il segnale d'uscita dell'amplificatore Y viene ora applicato ad un amplificatore finale (blocco F) il quale produce l'ampiezza di segnale necessaria alla deflessione del raggio. Per quanto riguarda i requisiti di questo amplificatore, essi sono evidentemente gli stessi ai quali doveva soddisfare il preamplificatore Y.
Per concludere viene indicata con il blocco G la sezione alimentatrice dell'oscilloscopio. Sono necessarie parecchie tensioni diverse: la tensione di accensione per il catodo del tubo a raggi catodici, le tensioni anodiche e di griglia per il medesimo tubo, ed inoltre parecchie basse tensioni per l'alimentazione della base dei tempi, dei preamplificatori e dei finali X ed Y. Alcune delle suddette tensioni devono essere stabilizzate.

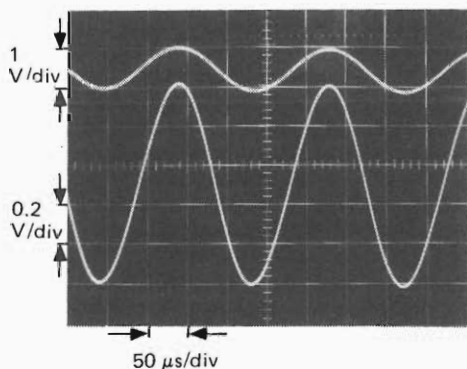



Fig. 4.8 Un oscilloscopio a due tracce permette la rappresentazione contemporanea di due oscillazioni. L'oscillogramma mostra in alto il segnale di ingresso ed in basso il segnale di uscita di un amplificatore.

Oscilloscopio a doppia traccia

Nella versione finora descritta si tratta di un apparecchio cosiddetto monotraccia. Con questo è possibile rappresentare sullo schermo una sola oscillazione. Un oscilloscopio a doppia traccia od anche uno a due canali, permette l'osservazione contemporanea di

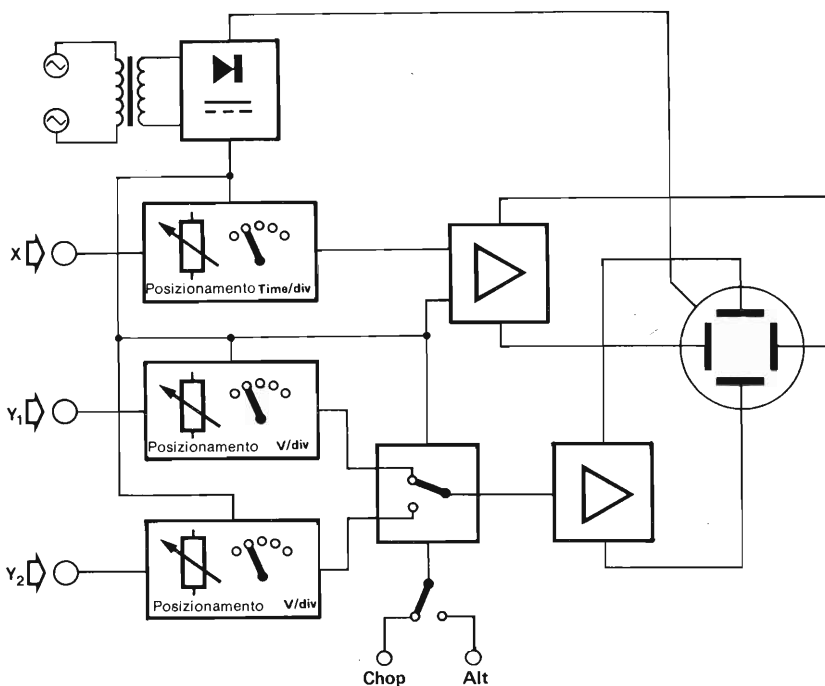



Fig. 4.9 Schema a blocchi semplificato di un oscilloscopio a due canali.

due oscillazioni. In qualche applicazione questo è un grande vantaggio, per esempio nel collaudo di un amplificatore finale. In questo modo di possono visualizzare contemporaneamente il segnale d'ingresso e quello d'uscita.
La figura 4.8 mostra un oscillogramma di questo tipo. Il segnale d'ingresso di un amplificatore si vede nella parte superiore della foto. L'amplificatore viene pilotato con un'ampiezza di segnale di 1 V_{ss}. Nella foto si può chiaramente osservare che l'oscillazione sinusoidale è di 1 V/div (1 V/div = 1V per ogni suddivisione del reticolo). La base dei tempi è di 50 μs/div. Questo significa che se un periodo si estende per 4 divisioni del reticolo, che corrispondono ad una durata di 200 μs, avremo T = 50 μs/div x 4. L'amplificatore viene quindi pilotato con un segnale di 5 kHz (f = 1/T = 1/200 μs).
Il segnale d'ingresso e quello d'uscita hanno la medesima frequenza; per contro sarà diversa l'ampiezza, quindi senz'altro tra i due segnali può essere disposto un amplificatore finale. Per il segnale d'uscita è stato previsto un reticolo di 10 V/div; la tensione di uscita sarà quindi in totale di 50 V_{ss}. Se si fa aumentare il segnale d'ingresso con continuità al di sopra del valore di 1 V_{ss}, ad un certo punto apparirà la limitazione dei picchi del segnale d'uscita. Questo fenomeno sarà chiaramente visibile sullo schermo, dove si vedranno appiattirsi i picchi del segnale di uscita. Con un oscilloscopio a due tracce si può facilmente determinare il funzionamento in limitazione di un amplificatore.
Ora uno strumento a due canali non è ancora a doppio raggio. La differenza sta in alcuni dettagli. In un oscilloscopio a due raggi possono essere rappresentate sullo stesso schermo due oscillazioni distinte ed indipendenti. Allo scopo necessitano due distinti

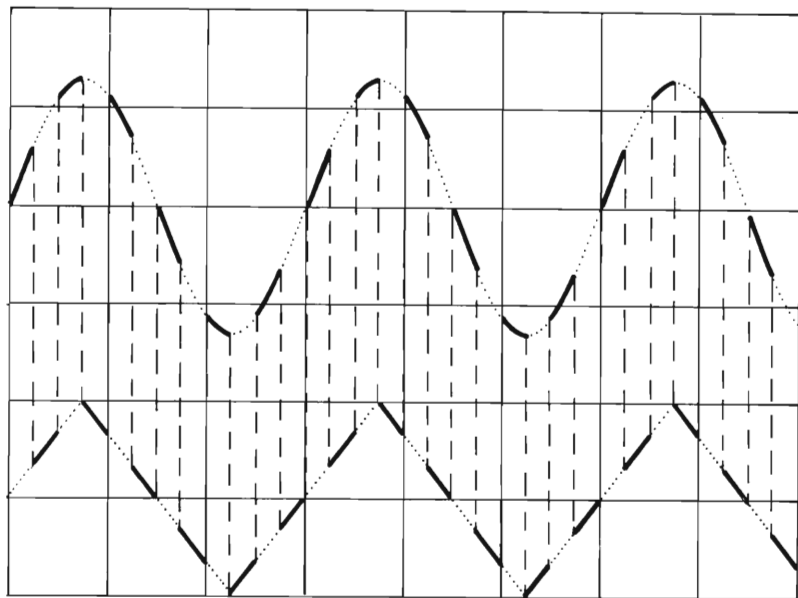



Fig. 4.10 Rappresentazione schematica di due diversi segnali nel funzionamento a chopper

partitori d'ingresso, due preamplificatori e due finali Y, ed infine un tubo catodico con due sistemi di placchette distinte. il vantaggio di questo sistema sta tra l'altro nel fatto che la luminosità delle due immagini può essere regolata indipendentemente. È molto diffuso l'oscilloscopio a due canali che richiede un tubo con un solo sistema di placchette, come pure un solo finale Y. Lo schema a blocchi semplificato si vede in figura 4.9.
Dal momento che la complessità elettronica di un oscilloscopio a due canali è inferiore, risulta anche inferiore la spesa di acquisto, rispetto il tipo a due raggi. Un oscilloscopio a due canali dispone di un solo amplificatore finale Y. I diversi segnali d'ingresso Y lo raggiungono dopo essere passati attraverso un commutatore elettronico. Il funzionamento del commutatore elettronico è commutabile tra "chopped" (intercalato) ed "alternate" (alternativo).
Il funzionamento a chopper si sceglie quando la frequenza del segnale da misurare è bassa. Il commutatore elettronico si sposta varie volte sui due segnali alternativamente nella durata di un periodo. Sullo schermo appariranno quindi dei trattini dell'onda originale.
Se la frequenza di chopper è sufficientemente alta rispetto a quella del segnale d'ingresso appaiono due curve continue a causa della persistenza delle immagini sulla retina. Il funzionamento "alternate" si sceglie per alte frequenze di segnale. Il tempo di commutazione tra i due segnali coincide con l'inizio di una deflessione X. Questo significa che i due segnali vengono visualizzati alternativamente una riga per ciascuno. Anche in questo caso,se si sceglie la giusta frequenza di commutazione, appaiono sullo schermo le due immagini indipendenti.

Come un oscilloscopio ad un canale diventa un oscilloscopio a 4 canali

Un oscilloscopio a due canali compete oggi-

giorno all'equipaggiamento di ogni buon laboratorio. Sul mercato esistono dispositivi per trasformare oscilloscopi monotraccia in apparecchi a due canali. Molto spesso però ci si accorge che la contemporanea rappresentazione di due fenomeni non è ançora sufficiente per ricavare le informazioni desiderate sul funzionamento di un sistema elettronico. La possibilità di rappresentare quattro processi sarebbe in questo caso vantaggiosa. Per questo motivo ed anche per il costo relativamente alto di un sistema a due canali di produzione industriale, esiste la richiesta di un semplice commutatore a più canali da autocostruire. Il commutatore deve soddisfare ai seguenti requisiti:

1. Numero dei canali: 4
2. Guadagno: 1; deve essere prevista una possibilità di attenuazione
3. Posizione Y per ciascun canale regolabile separatamente
4. Tipi di funzionamento: intercalato (chopped) ed alternativo
5. Ogni canale deve essere singolarmente selezionabile

Il requisito della semplicità del circuito richiede l'impiego di un adatto circuito integrato. Tra i prodotti disponibili sul mercato è stato scelto il HA 2405 della HARRIS. Questo integrato comprende quattro amplificatori operazionali ciascuno dei quali viene attivato solo ad un segnale digitale ai due ingressi di pilotaggio (piedini 15 e 16 dell'integrato).

Le uscite dei quattro amplificatori operazionali vengono condotte ad un amplificatore d'uscita comune. Il segnale d'uscita di un operazionale attivato risulta a disposizione all'uscita comune (piedino 10), mentre il comportamento è quello di un "normale" amplificatore operazionale. La massima escursione della tensione d'uscita è di $\pm$ 10

Fig. 4.11 Schema complessivo del commutatore a 4 canali

V, e l'amplificazione o l'attenuazione sono regolabili nel solito modo mediante una resistenza di controreazione.
Dallo schema complessivo (figura 4.11) risulta evidente che l'integrato HA 2405 rappresenta il componente principale del circuito. Collegando le resistenze d'ingresso (R1....R4) e le resistenze di controreazione (R5...R8) vengono determinati il guadagno o l'attenuazione dei singoli canali. Nel dimensionamento scelto si ottiene un guadagno massimo ≤ 1. Sostituendo le resistenze di controreazione con dei potenziometri si può regolare con continuità l'attenuazione. Poichè nella rappresentazione contemporanea di più fenomeni interessa di solito l'interdipendenza temporale piuttosto che la rispettiva ampiezza, si è fatto a meno della taratura dell'attenuazione. Se occorre è possibile la taratura annettendo a ciascun potenziomentro una scala graduata, oppure predisponendo una commutazione a gradini di varie resistenze fisse in controreazione.
La massima tensione d'ingresso non può superare i ± 10V. Questo valore è sufficiente per la maggior parte delle applicazioni. Diversamente si può ampliare il campo delle tensioni d'ingresso con l'uso di un partitore 10:1. Regolando il potenziale in tensione continua all'ingresso non invertente degli amplificatori operazionali, mediante i potenziometri R17....R20 viene determinata la posizione del segnale sullo schermo nella direzione dell'asse Y. Il rapporto di divisione è stato dimensionato in modo che ad una sensibilità d'ingresso dell'oscilloscopio di 1 V/cm si abbia l'utilizzazione dell'intero schermo. Se si desiderano altri rapporti si

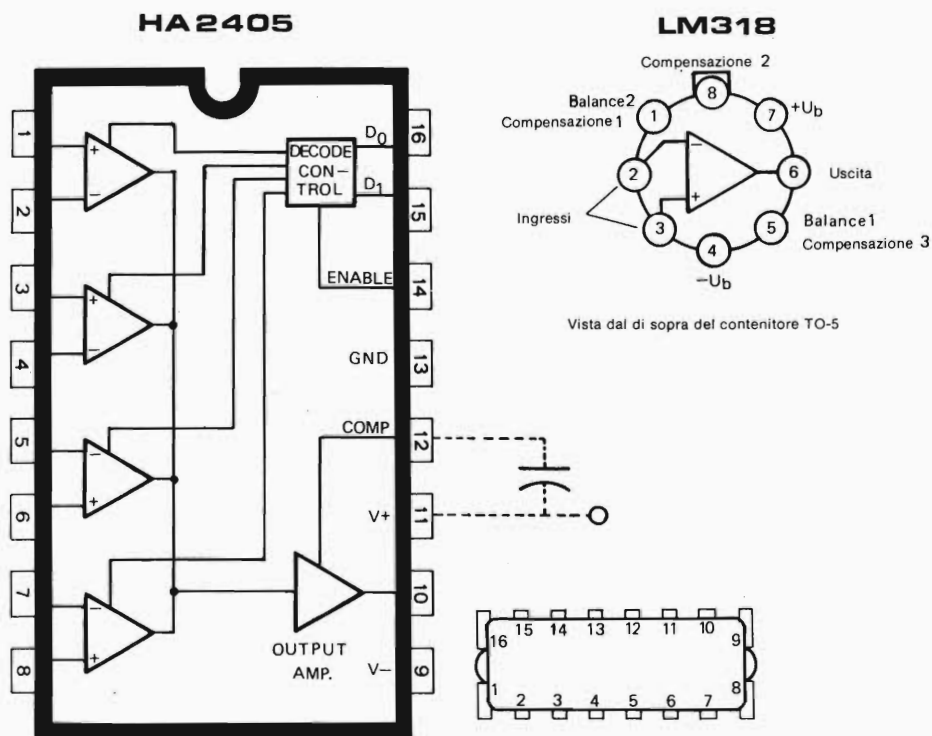



Fig. 4.12 Connessione ai piedini degli integrati HA 2405 ed LM 318

possono disporre delle resistenze in serie ai potenziometri che determinano la posizione Y del segnale.

In questo circuito l' HA2405 opera un'inversione tra le entrate e l'uscita comune. Per ottenere all'uscita dell'apparecchio un segnale di fase corretta bisogna far seguire ancora un LM 318 che funziona come invertitore. Con R30 e C10 viene ottunuta una velocità di salita sufficientemente alta (elevata pendenza dei fianchi dei segnali impulsivi).

Ai piedini 15 e 16 di IC1 viene applicata l'informazione digitale per la selezione dei canali. Tra gli stati logici ai due ingressi ed il canale selezionato esiste la seguente dipendenza:

Piedino		Canale selezionato
15	*16*	
0	0	1
0	1	2
1	0	3
1	1	4

Con il commutatore S6 è possibile la selezione di un determinato canale. Nelle posizioni 1....4 avviene la selezione in accordo con la tabella precedente, e viene collegato ogni volta uno dei canali all'oscilloscopio. Nella posizione 5 le entrate di pilotaggio di IC1 vengono azionate tramite un doppio flip-flop 7473 (IC5), consentendo la rappresentazione contemporanea dei quattro canali sullo schermo. Dal momento che in effetti passa solo un canale per volta, è necessaria una commutazione dei canali molto veloce perchè si abbia l'impressione della rappresentazione contemporanea dei quattro canali. Esiste anche la possibilità di commutare tra i due modi di funzionamento con rappresentazione alternativa (alternating mode) ed intercalata (chopping mode).

Per ogni tipo di funzionamento esiste nel circuito una propria sezione di pilotaggio. Con il commutatore del tipo di funzionamento S5 le uscite delle due sezioni di pilotaggio vengono collegate con il flip-flop di posizionamento delle tracce (IC5). Per il

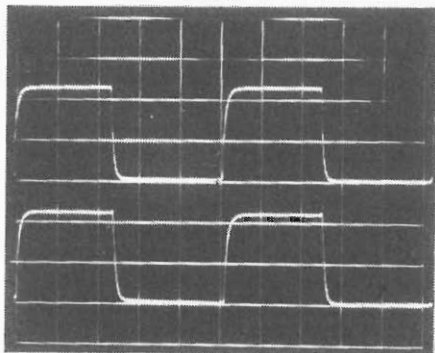



Fig. 4.13 Trasferimento di una tensione ad onda quadra. Sopra: tensione di ingresso. Sotto: tensione di uscita. Scala x:2 μs/div. Scala y: sopra 2V/div sotto 0,2V/div.

funzionamento in chopping mode, IC2 ed IC3 producono la tensione di commutazione. L'integrato temporizzatore 555 (IC3) è collegato come multivibratore astabile e genera una tensione ad onda quadra di 100 kHz.

Il sucessivo stadio monostabile (IC2) trasforma l'onda proveniente da IC3 in impulsi stretti che azionano con il loro fianco negativo il flip-flop IC5. La frequenza di commutazione generata dal flip-flop per il passaggio da un canale all'altro, e perciò di 50 kHz. La tensione ad onda quadra viene inoltre fatta pervenire ad un secondo stadio monostabile (IC4). Un trasformatore di livello all'uscita di questo stadio produce impulsi tra 0 e -15 V. Questi impulsi servono alla soppressione del raggio durante la commutazione. L'uscita di cancellazione deve essere collegata all'entrata Z dell'oscilloscopio. Se l'oscilloscopio non è provvisto di entrata Z, la cosa più semplice è di fare a meno della soppressione del raggio, quindi si può fare a meno di IC4 e dello stadio adattatore di livello (T3, T4). La mancanza della soppressione della traccia si può notare solo se la frequenza del segnale corrisponde alla frequenza di chopper, ma in questo caso sussiste sempre la possibilità di commutare in alternating mode.

Nel funzionamento alternativo sono sufficienti gli impulsi di soppressione dello stesso oscilloscopio che intervengono alla fine di ciascun periodo di deflessione orizzontale.

Allo scopo deve essere disponibile la tensione a denti di sega della deflessione orizzontale (eventualmente tramite un formatore di impulsi rettangolari) oppure la tensione di gate. In taluti oscilloscopi ad unica traccia di concezione molto semplice, non esiste questa possibilità. È consigliabile equipaggiare l'oscilloscopio di una tale uscita, per garantire un buon funzionamento in alternating mode.
Il segnale di gate oppure gli impulsi ricavati dalla tensione a denti di sega vengono amplificati da T1-T2 e portati a commutare il flip-flop tramite S5 (posizione ALT).
La figura 4.13 mostra la trasmissione di una tensione ad onda quadra di 100 kHz. Anche con attenuazione di 10 volte interviene un notevole peggioramento della ripidità dei fianchi, con un'amplificazione pari ad 1 si ha un notevole peggioramento.
Solo tensioni sinusoidali a 100 kHz possono essere trasferite senza preoccupazioni.
Al contrario di quanto avviene all'entrata Y dell'oscilloscopio, dove l'impendenza è generalmente di 1 M, all'entrata dell'apparecchio in esame, questa sarà di soli 100 k. Nella misure effettuate con questo apparecchio bisogna tenere in conto il carico supplementare introdotto ai punti di misura.
Nella scelta dell'alimentazione si dovrebbero impiegare dei regolatori a tensione fissa, e precisamente ± 15V per gli operazionali e + 5V per l'alimentazione degli integrati TTL.
L'assorbimento di corrente del circuito è di circa 25 mA da ciascuna delle due tensioni ± 15V, e di 60 mA per l'alimentazione TTL.
Per mantenere il complesso nelle dimensioni più ridotte possibili, si raccomanda l'impiego di stabilizzatori integrati. Nel prototipo sono stati impiegati gli integrati L 129 ed L 131 della S.G.S.

Fig. 4.14 Schema di principio del circuito di ingresso di un oscilloscopio. L'impendenza di ingresso e la capacità di ingresso risultano collegate in parallelo.

Dati tecnici e loro significato

Quello che per l'automobile sono i kW (od i cavalli), per l'oscilloscopio sono la larghezza di banda, la sensibilità, l'impedenza d'ingresso.
Per determinare la qualità, la larghezza di banda è il dato più importante. La larghezza di banda, il cui concetto è stato già chiarito in figura 2.28 costituisce il vanto di un oscilloscopio. Il campo delle frequenze (altro nome della larghezza di banda) dipende dalla complessità tecnica di un apparecchio. Se la banda è larga l'impegno tecnico è relativamente alto e questo di riflette sul prezzo di vendita. Apparecchi a banda stretta sono di regola più a buon mercato di quelli a banda larga.
0....1 MHz, DC.....15 MHz, 0.....40 MHz sono alcuni esempi di definizione della banda passante di un apparecchio. Le definizioni O o DC indicano che con il corrispondente apparecchio sono possibili misure in corrente continua (DC = direct current = corrente continua). Un dato importante per la larghezza di banda è il punto a -3 dB (confronta cap. 2, figura 2.28). Perciò il campo delle frequenze di un oscilloscopio è fornito nei dati tecnici sempre in riferimento ad un determinato limite in dB. È possibile in questo modo che nei dati tecnici di un oscilloscopio si riportino due campi di frequenza per due distinti limiti in dB: 0....15 MHz (-3 dB), 0....20 MHz (-6 dB). Che significato ha tutto questo nell'applicazione pratica?
L'ampiezza del segnale sotto misura rappresentato sullo schermo dell'oscilloscopio si discosta tanto più da quella effettiva, quanto più vicina è la sua frequenza al limite superiore dell'apparecchio. Se la frequenza da misurare è identica alla frequenza limite superiore, si avrà una diminuzione dell'ampiezza di 3 dB. Questo significa che l'ampiezza dell'oscillogramma è caduta ad un valore corrispondente a 0,7 volte quella effettiva, quindi una caduta di circa il 30%!.
Sia per esempio da misurare un segnale con frequenza di 15 MHz ed ampiezza di 10 V_{ss}, l'oscilloscopio mostrerà un'ampiezza di soli 7 V_{ss}. Se la frequenza del segnale sotto misu-

ra è di 20 MHz, vale il secondo dato di banda passante: 0.....20 MHz (-6 dB). La caduta di tensione alla frequenza limite sarà quindi di -6 dB, pari al 50% di perdita!
L'errore di misura è quindi nei due casi considerevole, e se ne deve tener conto per evitare errati apprezzamenti dei risultati di misura. In ogni caso, fino al 70% della larghezza di banda l'errore è talmente piccolo da poter essere trascurato.
La sensibilità d'ingresso è il secondo dato importante per valutare la bontà di un oscilloscopio. Questo dato si riferisce all'amplificatore Y ed indica quale sia la minima tensione d'ingresso che può ancora essere elaborata senza inconvenienti. I buoni oscilloscopi hanno una sensibilità d'ingresso che arriva a 5 mVss/div. Molti dati tecnici forniscono anche il campo delle tensioni d'ingresso, per esempio partitore d'ingresso a 12 posizioni fino a 20 Vss/div (divisione per 1-2-5).
Per una corretta regolazione del partitore d'ingresso l'apparecchio può visualizzare direttamente anche oscillazioni con 20 Vss/div, il che corrisponde in un tubo da 10 cm ad una tensione di circa 150 Vss. Il partitore d'ingresso ha 12 posizioni, in modo da poter facilmente scegliere la migliore rappresentazione di segnali d'ingresso tra 5 mVss e mVss e 20 Vss. La risoluzione dei 12 gradini di commutazione avviene secondo i moduli 1, 2 e 5, il che corrisponde, nell'esempio che trattiamo, alla seguente suddivisione: 5, 10, 20, 50 mV; 0,1, 0,2, 0,5 V; 1, 2, 5, 10, 20 V.
Di regola è possibile una regolazione continua delle sensibilità nell'ambito dei vari gradini. Bisogna però stare attenti che solo in una posizione di zero (cal.) del regolatore fine, l'ampiezza che appare sullo schermo corrisponde a quella segnata sul partitore d'ingresso. Per evitare errori di lettura o di misura è importante il posizionamento del regolatore fine.
Con il terzo dato dell'impedenza d'ingresso si conclude l'elenco dei dati più importanti di un oscilloscopio. Gli apparecchi moderni hanno in generale un'impedenza di 1 MΩ. Insieme a questa bisogna considerare la capacità d'ingresso che, a seconda dell'apparecchio, assomma a 25.....35 pF.
Per misure in tensione alternata non si può trascurare l'impedenza d'ingresso. Con il commutatore AC/DC/GND viene preselezionato il tipo della misura. Nelle misure in AC (AC= tensione alternata) viene premesso un condensatore al circuito di misura in tensione continua, il quale provvede a bloccare eventuali componenti in continua. Questo condensatore forma, insieme all'impedenza d'ingresso, un circuito RC collegato come passa-alto, la cui frequenza limite inferiore è di circa 10....20 Hz. Misure di frequenze in questo campo mostrano quindi errori come ai limiti superiori della banda!

Fig. 4.15 La sistemazione per la misura delle tensioni è relativamente semplice.

Esempi di misure

In primo luogo si possono eseguire con l'oscilloscopio delle misure di tensione, usando alcuni accorgimenti si possono però misurare anche correnti, e fasi di due tensioni. Il paragrafo che segue descrive alcune delle misure possibili con l'oscilloscopio.

Misura delle tensioni

Nella misura delle tensioni occorre distinguere tra tensioni continue ed alternate. La

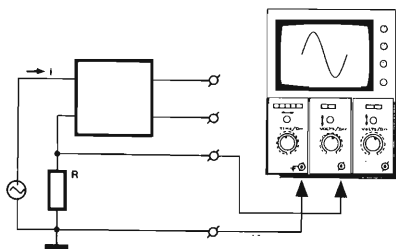



Fig. 4.16 La resistenza R collegata come rivelatore di corrente permette una misura indiretta della corrente medesima per mezzo dell'oscilloscopio.

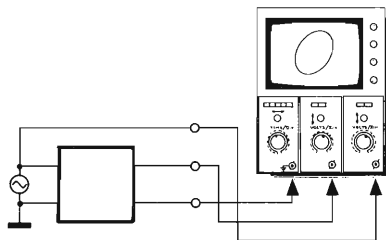



Fig. 4.17 Circuito di misura per determinare il rapporto di fase tra due grandezze sinusoidali.

disposizione del circuito di misura è uguale nei due casi (figura 4.15).
L'ingresso dell'oscilloscopio è commutato in DC per la corrente continua ed in AC per la corrente alternata.
Oltre alle correnti alternate e continue pure, si possono eseguire anche delle misure su tensioni alternate con tensioni continue sovrapposte. Questo risulta per esempio interessante per controllare l'ondulazione residua al condensatore elettrolitico di un alimentatore. A seconda del rapporto delle due tensioni la componente alternata è più o meno ben misurabile.

Misura della corrente

Parecchi produttori offrono in commercio i cosidetti amperometri a pinza. Un tale strumento, che è adatto solo per le correnti alternate, lavora secondo il principio del trasformatore.
Gli amperometri a pinza adatti per la misura delle correnti alternate e continue lavorano secondo un principio diverso. È noto che intorno ad ogni conduttore percorso da corrente elettrica si forma un campo magnetico, del quale si può misurare l'intensità, e da questa ricavare la corrente.
In molti casi non si dispone di un amperometro a pinza quando se ne ha bisogno. Usando una resistenza come sonda di corrente si può tuttavia eseguire la misura.
La corrente i produce sulla resistenza R una caduta di tensione. Questa caduta di tensione viene misurata e convertita in corrente mediante la formula:

$$i = \frac{u}{R}$$

Importante: La resistenza deve avere un valore relativamente basso; rispetto alla resistenza d'ingresso e di uscita del circuito di misura, dovrebbe essere minore di un fattore di circa 10. Essa non deve caricare il circuito di misura!

Misure di fase

In molte applicazioni non solo è interessante ma anche importante sapere se due tensioni sinusoidali presentano delle differenze di fase tra di loro.
Una delle tensioni viene mandata all'amplificatore X e l'altra all'amplificatore Y. Negli apparecchi a due canali l'ampiezza raggiunge l'amplificatore X tramite l'ingresso Y2. Sullo schermo compare una cosidetta figura di Lissajous. Per la determinazione approssimata dello sfasamento vale la formula:

$$\sin \varphi = \frac{a}{b}$$

Fig. 4.18 La figura di Lissajous è un'ellisse inclinata.

Misura della frequenza

Analogamente alla misura della fase, anche la frequenza si può misurare con l'aiuto delle figure di Lissajous.
Per questa misura occorre ancora un oscilloscopio con ingressi X ed Y. La frequenza sconosciuta è collegata all'amplificatore Y1, mentre la frequenza nota è applicata all'am-

plificatore Y2. Quando sullo schermo appare una figura stabile, il rapporto tra le due frequenze è un numero intero. In figura la frequenza ignota è di 150 Hz.

Fig. 4.19 Sistemazione per la determinazione di una frequenza ignota f_x.

Altre misure

Per concludere la serie di esempi di misure, ci sono altre due interessanti applicazioni. Si possono rappresentare con relativa facilità le curve caratteristiche corrente/tensione dei semiconduttori (per esempio diodi e Zener).

Perchè la caratteristica venga correttamente rappresentata, le tensioni per gli amplificatori Y1 ed Y2 devono essere in controfase ed il segnale del generatore audio non deve andare a massa. Con tensioni in concordanza di fase le caratteristiche vengono rappresentate capovolte. Come ultimo esempio di misura daremo il principio del rilievo degli anelli d'isteresi dei materiali magnetici.

Dalla rappresentazione dell'anello d'isteresi che appare sulloschermo, si possono ricavare l'intensità di campo magnetico H e l'induzione magnetica B. Una misura per l'intensità di campo magnetico H è la deviazione del raggio lungo l'asse X, mentre la deviazione Y fornisce la misura dell'induzione B.

Fig. 4.20 Circuito per il rilievo della curva caratteristica I/U di un diodo Zener.

Bloccogrammi

Molto spesso si usa l'oscilloscopio per verificare le proprietà ed il comportamento di un amplificatore di bassa frequenza. E relativamente facile giudicare le qualità di un amplificatore di bassa frequenza con l'aiuto di un oscillogramma ad onda quadra.

Chi progetta personalmente gli amplificato-

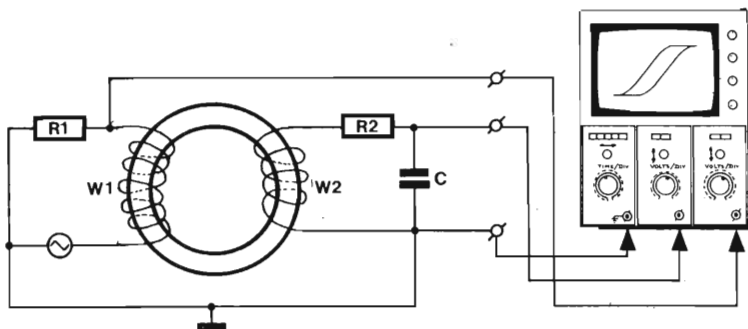



Fig. 4.21 Sistemazione di principio per il rilievo di un anello di isteresi.

ri o li modifica secondo le proprie idee, arriva presto a capire che per dare un preciso giudizio sulle prestazioni di un amplificatore audio si deve almeno disporre di un certo numero di strumenti di misura e di controllo. Sono necessari almeno un generatore audio con frequenze sinusoidali esattamente determinabili, un millivoltmetro ed un oscilloscopio. Solo in pochi casi però il dilettante ha a disposizione questi strumenti. Occorre inoltre parechio tempo per rideterminare punto per punto la banda passante di un amplificatore da 20 Hz a 20 kHz ogni volta che si è cambiato qualche componente.
Fortunatamente esiste un metodo più semplice per investigare sulle proprietà di trasferimento di un amplificatore, che abbisogna soltanto di un generatore ad onda quadra e di un oscilloscopio. La teoria di Fourier insegna che l'oscillazione ad onda quadra è formata da un numero teoricamente infinito di frequenze sinusoidali diverse, che sono le armoniche di un'oscillazione fondamentale. Si può ricavare matematicamente che un'oscillazione ad onda quadra con frequenza 1 kHz è la somma algebrica di una serie di tensioni sinusoidali le cui frequenze sono di 1 kHz ... 2 kHz fino all'infinito. Ciascuna di queste oscillazioni sinusoidali presenta un'ampiezza caratteristica. In pratica si dimostra che la forma di un'onda quadra appare visivamente buona quando comprende almeno venti armoniche nel giusto rapporto di ampiezza tra loro (figura 4.22).
Se si pilota un "buon" amplificatore con un'onda quadra "pulita" di frequenza 1 kHz, la tensione di uscita mostrerà chiaramente delle deformazioni rispetto all'onda quadra originale, qualora una o più sezioni della banda passante non vengono amplificate nel giusto rapporto (figura 4.23).
Se ne deduce che anche con un'oscillazione ad 1 kHz si può verificare la qualità della resa degli acuti di un amplificatore. Se per esempio l'amplificatore ha una cattiva resa dei toni acuti, vengono attenuate in modo anormale le frequenze superiori ai 10 kHz, che risultavano presenti nel giusto rapporto nell'onda quadra di partenza. L'oscillogramma della tensione d'uscita mostra un'onda quadra deformata il cui aspetto è caratteristico di una cattiva resa degli acuti (figura 4.24).

Fig. 4.22 Il segnale di uscita del generatore ad onda quadra. A causa dell'inversione di fase che si verifica nell'amplificatore in prova gli oscillogrammi 4.23...4.32 appariranno sfasati di 180°.

Fig. 4.23 All'uscita di un buon amplificatore il segnale ad onda quadra di figura 4.22 appare in questo modo.

Fig. 4.24 Se l'amplificatore attenua i toni alti non possono avvenire i rapidi salti di potenziale dell'onda quadra. Questo è quando appare sullo schermo.

Fig. 4.25 Questa immagine appare per una cattiva resa dei bassi.

Fig. 4.26 Se l'amplificatore esalta i bassi appare questo oscillogramma.

Fig. 4.27 Per esaltazione dei toni alti appaiono i caratteristici picchi sull'onda quadra.

Fig. 4.28 Questo amplificatore esalta sia i toni alti che i toni bassi.

Fig. 4.29 Se i toni alti e quelli bassi sono attenuati, questa è l'immagine che appare sullo schermo. Si può ancora riconoscere l'onda fondamentale (1 kHz) appena distorta.

Naturalmente si può anche vedere cosa succede con i toni bassi, sempre con l'aiuto dell'onda quadra ad 1 kHz. Il cambiamento di forma non è causato in questo caso da una diversità del guadagno per una qualche armonica, in quanto non esistono armoniche di frequenza inferiore alla fondamentale, ma si può attribuire ad un diverso sfasamento di alcune armoniche. Accanto al giusto rapporto delle ampiezze, le armoniche dell'onda quadra devono stare tra loro anche nel giusto rapporto di fase per garantire una forma corretta. In ogni amplificatore si trovano però dei circuiti RC che possono causare degli sfasamenti. Per questo fatto appare sullo schermo una figura deformata caratteristica anche per amplificazione od attenuazione non uniforme dei toni bassi (figura 4.25).
Sette altri esempi mostrano diversi "blocco-

4.22

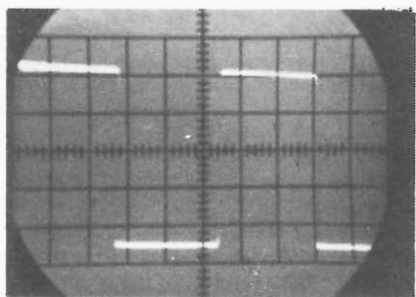
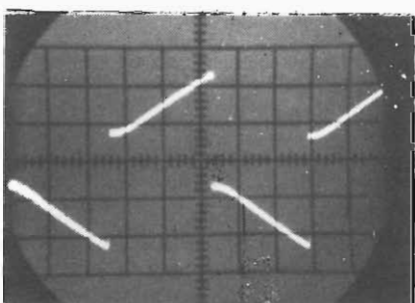
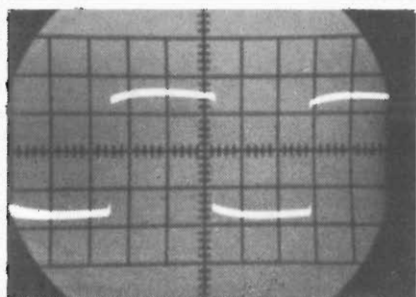
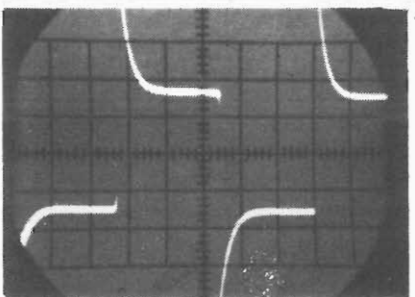
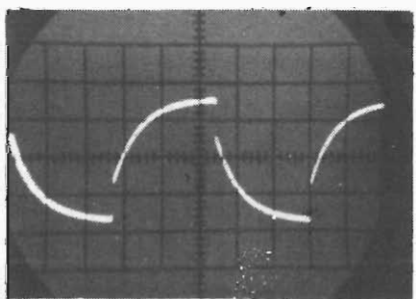
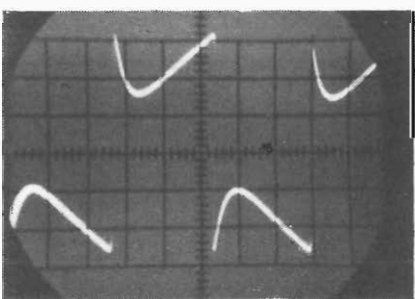
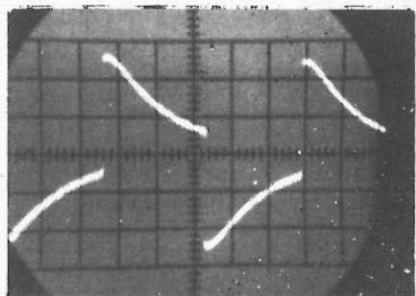
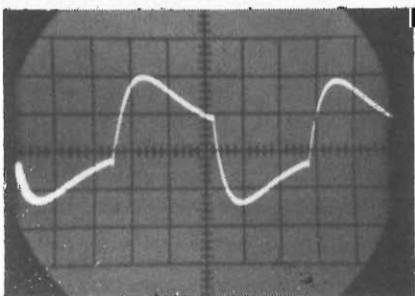
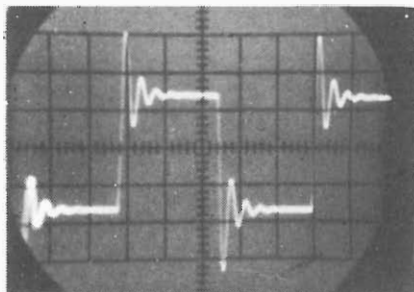
4.23.

4.24.

4.25.

4.26.

4.27.

4.28.

4.29.

4.30. **Fig. 4.30 Un amplificatore che lavora vicino al punto di autooscillazione produce queste tipiche forme d'onda.**

grammi" (oscillogrammi di onde quadre) che servono a riconoscere uno o più errori nella caratteristica di trasferimento di un amplificatore. Per meglio chiarire il concetto gli errori sono stati fortemente esagerati. Allo scopo è stato impiegato un preamplificatore nel quale si poteva modificare la line-

4.31.

4.32.

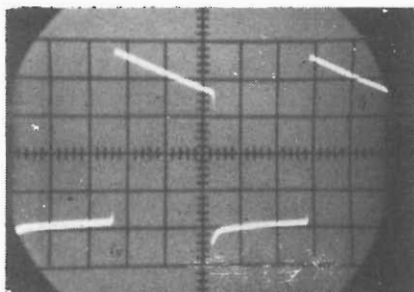



Fig. 4.31 Se la tensione di ingresso è troppo alta (sovrapilotaggio) l'amplificatore limita i picchi. Questo si può riconoscere dalla forma asimmetrica del segnale di uscita. Inoltre questo amplificatore attenua i bassi.

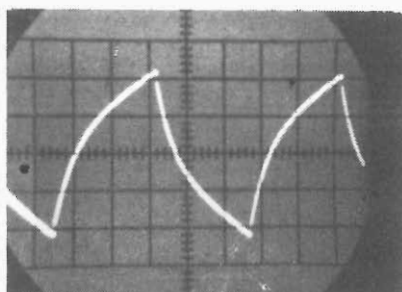



Fig. 4.32 Così appare un'onda quadra da 1 kHz dopo essere passata attraverso un amplificatore equalizzato RIAA molto preciso. Il confronto con la figura 4.24 dimostra che un amplificatore RIAA attenua i toni alti del segnale.

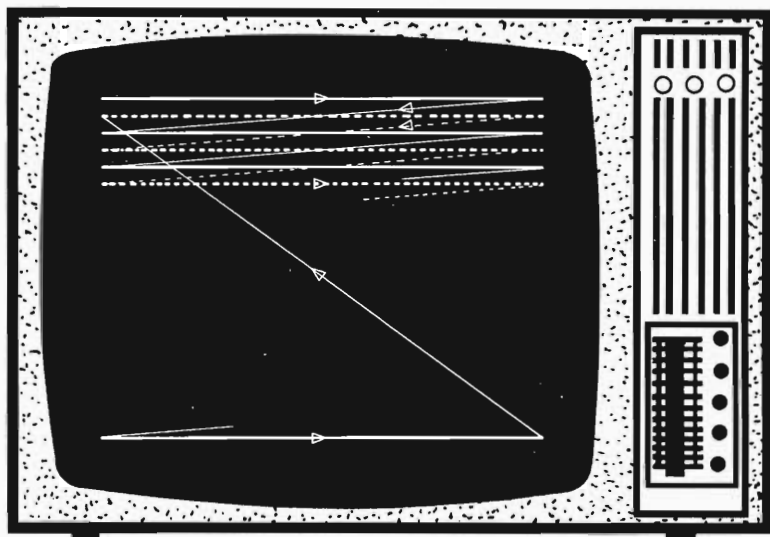



Fig. 4.33 Formazione dell'immagine su uno schermo televisivo. Il quadro si compone di due reticoli (raster) interlacciati ciascuno formato da 312,5 righe (scansione interlineata). Il primo raster è rappresentato qui con una linea intera, il secondo con una linea tratteggiata.

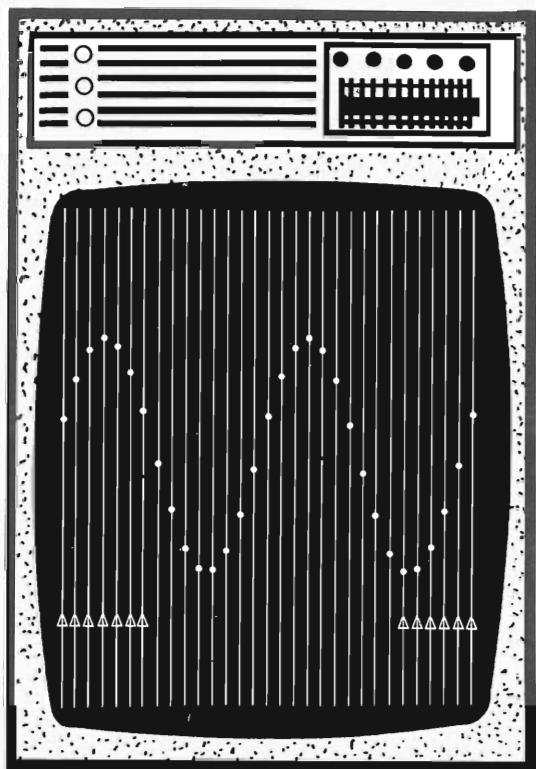



Fig. 4.34 Il funzionamento del videoscopio diventa più chiaro se si immagina il televisore rovesciato sul fianco sinistro. Il segnale visualizzato è formato da punti che stanno sulle righe che scorrono dal basso verso l'alto (per motivi di chiarezza qui vengono rappresentate solo alcune righe).

arità della risposta per mezzo di un controllo di tono. Per confronto servono gli oscillogrammi della tensione di uscita di buoni amplificatori nei quali l'azione dei circuiti di correzione sull'andamento della risposta in frequenza, sia ben riconoscibile.
Nell'impiego di questo metodo bisogna dedicare una particolare attenzione a non sovrapilotare l'amplificatore sotto esame. In questo caso l'amplificatore limita i picchi, e la buona forma d'onda che appare in questo modo all'uscita può venir scambiata per un'eccellente caratteristica di riproduzione.

Videoscopio

L'oscilloscopio è senza dubbio uno dei più importanti strumenti di misura dell'elettronico. Purtroppo l'oscilloscopio rappresenta un impiego finanziario non indifferente, il quale impedisce a molti di accedere a questo multiforme strumento. Le due varianti di videoscopio che utilizzano il ricevitore TV praticamente presente in tutte le case, offrono un aiuto in questi casi.
Il componente di gran lunga più costoso di un oscilloscopio è il tubo catodico. Nella considerazione di un succedaneo economico dell'oscilloscopio si deve trovare principalmente un'alternativa a questo componente. Sarebbe interessante poter usare al posto del tubo catodico dell'oscilloscopio un altro tubo catodico reperibile quasi in ogni casa: il cinescopio del televisore. Per realizzare una simile deviazione dalla "naturale" destinazione del televisore, è stato sviluppato il videoscopio.
Esso fornisce un segnale video che rende osservabili sul cinescopio delle forme d'onda. È possibile scegliere tra due varianti del videoscopio: la versione base e la versione migliorata. Quest'ultima versione offre un gran numero di possibilità, anche se richiede

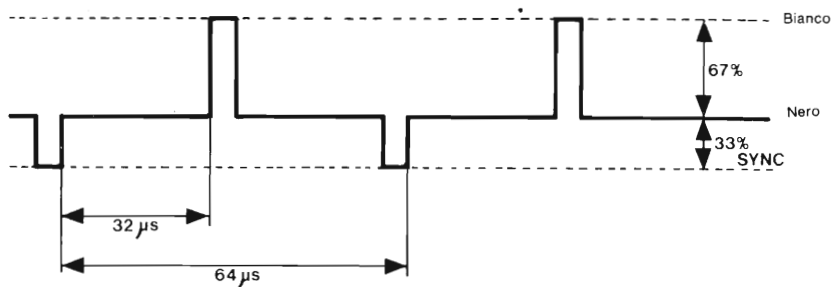



Fig. 4.35 Il segnale video per le otto righe a partire da sinistra di figura 4.34. Il rapido salto del segnale dal nero al bianco e viceversa si trova proprio al centro.

un maggiore investimento ed una certa maggiore competenza nella costruzione del circuito. Dal momento che la versione base si può sempre completare in seguito senza difficoltà, il progetto può iniziare con questa versione base ed essere eventualmente rifinito in seguito.

Il ricevitore TV come oscilloscopio

Prima di chiarire il principio ed il modo di funzionare del videoscopio, appare un breve cenno su alcuni importanti fondamenti della tecnica televisiva (le considerazioni che seguono sono fatte secondo le norme CCIR). La formazione dell'immagine è rappresentata schematicamente in figura 4.33. Il quadro è formato da due reticoli interlacciati tra di loro, ciascuno di 312,5 righe. I reticoli vengono tracciati sullo schermo nel modo usato in gran parte del mondo per leggere e scrivere. La frequenza di ripetizione dei reticoli è di 50 Hz, dimodochè un reticolo viene scritto in 20 ms. Perchè sullo scherma appaia un quadro completo formato da due reticoli, la frequenza di quadro sarà la metà della frequenza dei reticoli (raster), e cioè di 25 Hz. Infine è ancora importante osservare che la scrittura di una riga richiede 64 µs, per cui la frequenza di riga sarà di 15,625 kHz. Il funzionamento del videoscopio si può comprendere con la massima chiarezza immaginando il televisore capovolto su un lato, in modo che le righe non vadano verso destra ma dal basso verso l'alto.
In figura 4.34 è rappresentato il televisore girato di 90°. Come esempio lo schema presenta un segnale sinusoidale. La sinusoide si compone di un certo numero di punti sullo schermo che è identico al numero delle righe che vi appaiono. Le posizioni dei punti sullo schermo dipendono dal valore istantaneo della tensione del segnale rappresentato. Tanto maggiore è questa tensione, tanto più in alto si trova il punto sullo schermo. Dal momento che il pennello elettronico descrive una riga in 64 µs, questa circostanza si può esprimere anche come segue: tanto maggiore è il valore istantaneo del segnale riprodotto, tanto più tardi deve illuminarsi il punto in ciascuna riga del quadro.
Se per esempio all'ottava riga di figura 4.34 corrisponde una tensione di zero volt, il punto deve apparire al centro della riga, e quindi ad un tempo di 32 µs dopo l'impulso di sincronismo. La figura 4.35 mostra il segnale video di questa ottava riga. Ad eccezione di un piccolo tempuscolo, nei 32 µs dopo l'impulso di sincronismo di riga, la riga resta buia. Solo nel mezzo tra i due impulsi di sincronismo il segnale video balza pe breve tempo dal nero al bianco. Per quanto riguarda la precisione occorre aggiungere che non bisogna tener conto del ritorno della riga.
La posizione del punto luminoso si sposta lungo la riga quando il tempo tra l'impulso di sincronismo di riga e l'impulso ad esso relativo aumenta o diminuisce. Poichè la posizione del punto luminoso deve essere pilotata in dipendenza del valore istantaneo della tensione, occorre a questo scopo un convertitore che converta una tensione in un tempo.
Un convertitore tensione-tempo si può realizzare mediante una tensione a denti si sega. La figura 4.36 chiarisce come ciò possa avvenire. Il segnale da rappresentare sullo scher-

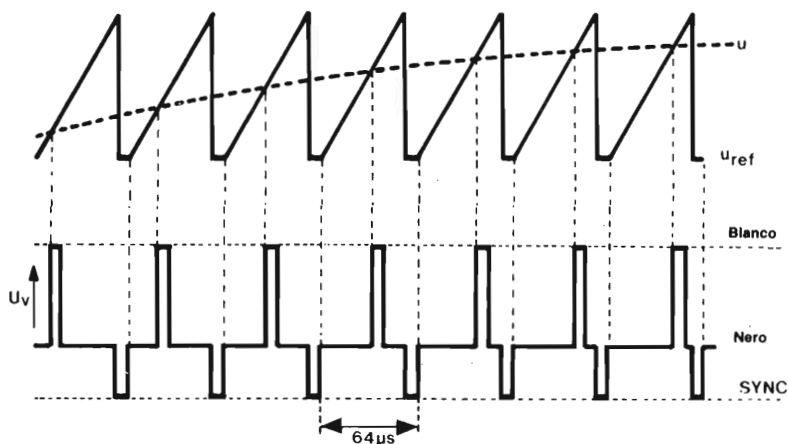



Fig. 4.36 Questo diagramma chiarisce come il videoscopio converta un segnale da visualizzare sullo schermo "u" in un segnale video U_v. Allo scopo occorre la tensione di riferimento a denti di sega u_{ref}.

mo "u" viene confrontato con una tensione di riferimento u_{ref} a denti di sega. Non appena le due tensioni, a causa della risalita del fianco del dente di sega, sono uguali. Il segnale video U_v viene per un breve momento pilotato dal nero al bianco. Il tempo tra l'impulso di sincronismo e l'"impulso di bianco" è proporzionale alla tensione d'ingresso u. I dettagli tecnici del circuito di un simile convertitore tensione-tempo saranno esaurientemente trattati nell'articolo "Videoscopio: versione base".

La versione base-possibilità e limitazioni

Il principio descritto nel paragrafo precedente costituisce il fondamento della versione base del videoscopio. Prima di descrivere la versione ampliata occorre vedere quali siano le prerogative più caratteristiche di un oscilloscopio TV che lavora secondo questo principio. Due caratteristiche importanti di questo sistema sono la base dei tempi fissa (a causa della frequenza fissa di raster) e la

a

b

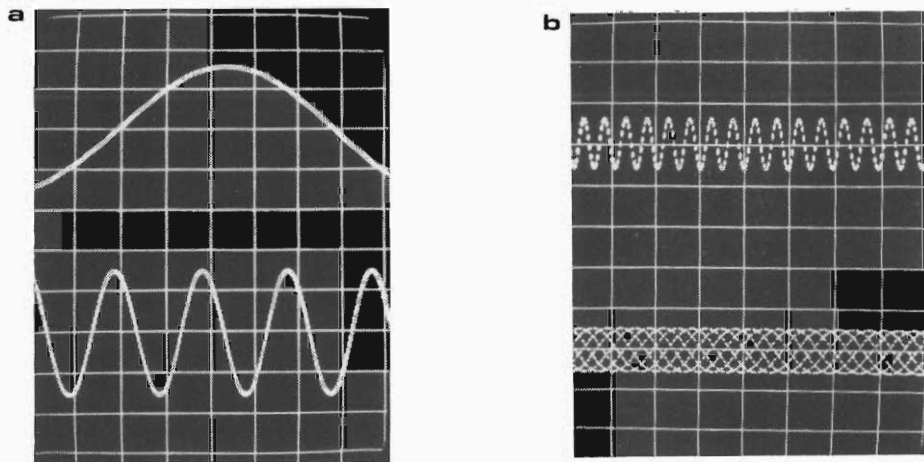



Fig. 4.37 Tra le più importanti caratteristiche della versione base del videoscopio c'è la base dei tempi fissa. Gli oscillogrammi mostrano chiaramente cosa comporti questo fatto alle varie frequenze di segnale.

mancanza della possibilità di trigger della deflessione di base dei tempi. Le foto in figura 4.37 chiariscono gli effetti di una base dei tempi invariabile. Si vedono gli oscillogrammi di quattro frequenze diverse; si può vedere da queste foto che il videoscopio si presta anche come oscilloscopio a due canali.

I segnali vengono visualizzati sullo schermo sempre in uno spazio temporale di 20 ms (periodo di raster del televisore). Con una frequenza di segnale di 50 Hz questo corrisponde ad un periodo, mentre a 150 Hz saranno visibili tre periodi.

Segnali con frequenza di questo ordine di grandezza si possono osservare chiaramente sullo schermo, in quanto un periodo comprende un numero relativamente alto di punti dello schermo. Il periodo dell'oscillazione sinusoidale da 50 Hz si estende al raster completo, ed il tratto di curva comprende circa 312 punti. Con un segnale da 150 Hz competono ad ogni periodo un centinaio di punti d'immagine, il che è ancora sufficiente per una soddisfacente risoluzione.. La foto in figura 3.47.b mostra come le frequenze di segnale di 1 kHz e di 3 kHz vengano visualizzate dalla versione base del videoscopio. A causa della base dei tempi invariabile, con un segnale da 1 kHz sono visibili 20 periodi, mentre con il segnale da 3 kHz risultano apparire sullo schermo 60 periodi. In questi ultimi casi ogni periodo comprende 15 e rispettivamente 5 punti d'immagine. Il limite per una rappresentazione leggibile, nella versione base del videoscopio rimane in effetti sui 3 kHz.

Dal momento che manca una possibilità di trigger l'immagine "scorrerà" per lo più in senso orizzontale. La tracciatura dell'onda sullo schermo comincia sempre in un punto diverso del tracciato, salvo che per frequenze di segnale che siano multipli interi della frequenza di raster. Solo in questo caso eccezionale si può si può avere un'immagine fissa.

Nonostante questi siano "nei" non del tutto insignificanti della versione base, gli svantaggi non sono poi tanto insopportabili come potrebbe parere a prima vista. In numerose misure si può regolare la frequenza immessa in modo da avere un'immagine ferma. La frequenza deve essere un multiplo di 50 Hz, ossia 100 Hz, 150 Hz,....... 950 Hz, 1 kHz, 1,05 kHz..... eccetera. Nella verifica del responso totale di un amplificatore e per misure di genere analogo, l'adattamento della frequenza del segnale non presenta in genere difficoltà.

Una stabilizzazione dell'immagine si potrebbe ottenere in linea di principio anche regolando la frequenza di raster del televisore. Poichè il campo di regolazione è nella maggior parte degli apparecchi solo di alcune unità percentuali, questo sistema potrà essere impiegato solo in casi eccezionali.

Per completezza occorre aggiungere che il percorso del segnale può essere rappresentato sullo schermo anche come è abituale, ossia da sinistra a destra. In questo caso appaiono immagini stabili solo per frequenze di segnale che siano un multiplo intero della frequenza di riga (15,625 kHz, 31,250 kHz eccetera). Per la maggior parte delle applicazioni un simile videoscopio sarebbe completamente inadatto.

Versione migliorata

Le limitate possibilità della versione di base furono un incentivo per il successivo sviluppo del videoscopio. Con la versione migliorata ottenuta in seguito si eliminarono gli svantaggi di una base dei tempi fissa a 20 ms e della mancanza del trigger. Queste due caratteristiche della versione di base si possono ricondurre al fatto che la frequenza che forma la base dei tempi del segnale da visualizzare è uguale alla frequenza di riga del ricevitore TV (15,625 kHz). Si può dunque ottenere una maggiore flessibilità nelle possibilità d'impiego del videoscopio separando tra loro la frequenza di base dei tempi e quella di riga. Questo avviene memorizzando in qualche modo il segnale da visualizzare prima che esso raggiunga il ricevitore TV sotto forma di segnale video. In questo modo si può scegliere una frequenza di scrittura nella memoria, che è la frequenza di base dei tempi del segnale, che sia diversa (maggiore) della velocità di lettura; solo quest'ultima dovrà essere uguale alla frequenza di riga. Si debba per esempio visualizzare un singolo periodo di un segnale con frequenza di 1 kHz, occorre scegliere una frequenza di base deitempi tale che le 312 scansioni avvengano

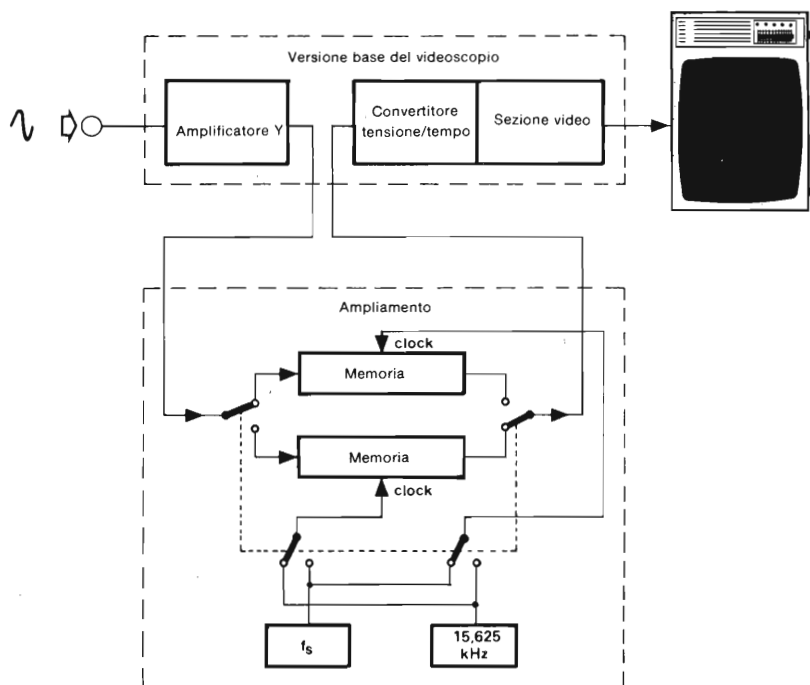



Fig. 4.38 La versione ampliata del videoscopio viene costruita secondo questo schema a blocchi. Inserita nel percorso del segnale della versione base, si trova un'unità di memoria nella quale la velocità di scrittura e di lettura sono differenti. La commutazione tra le due metà della memoria avviene elettronicamente alla frequenza di raster (50 Hz).

in un tempo di 1 ms. Questo corrisponde ad una frequenza di base dei tempi e quindi di scrittura nella memoria, di 312 kHz. La lettura della memoria avviene subito dopo con la frequenza di riga di 15,625 kHz. In questo modo i 312 valori analizzati possono essere letti e riportati sullo schermo entro il tempo fisso di 20 ms. Con l'inserzione in circuito di una memoria si può anche ottenere con facilità il trigger. Bisogna solo fare in modo che la lettura del segnale in memoria cominci sempre allo stesso punto del periodo. Nella versione di base questo non era possibile per il fatto che l'istante nel quale inizia la visualizzazione del segnale è invariabile. Con la memoria intermedia il videoscopio ottiene le due fondamentali proprietà che lo trasformano, dal punto di vista funzionale, in un oscilloscopio a pieno titolo: la base dei tempi è variabile,e l'immagine può essere triggerata. Ciononostante il "vero" oscilloscopio resta superiore al videoscopio per alcune speciali prestazioni; in questo modo di può giustificare la considerevole differenza di prezzo.

È possibile che con la descrizione fatta finora del principio di funzionamento della versione migliorata del videoscopio, ci sia la possibilità di avere delle impressioni errate. In pratica si può fare ancora qualcosa di più per realizzare in questo modo un oscilloscopio TV. È per esempio possibile utilizzare non una sola memoria nella quale il segnale viene scritto e subito dopo letto, ma due memorie. Mentre una delle due memorie viene letta, nell'altra si può eseguire la scrittura. Finito un ciclo di lettura/scrittura, le due memorie si scambiano le rispettive funzioni; la memoria appena scritta viene letta, e la memoria appena esplorata riceve le nuove informazioni.

La figura 4.38 mostra uno schema a blocchi complessivo della versione migliorata del videoscopio. I quattro commutatori accop-

piati tra loro vengono azionati dopo ogni raster completo in modo che le memorie possono scambiarsi le rispettive funzioni. Si può anche rilevare dallo schema a blocchi che la versione allargata è composta dalla versione base più le due memorie. Questa unità di memoria possono essere anche aggiunte facilmente in un secondo tempo alla versione base. I commutatori mostrati in figura 4.38 sono naturalmente di tipo elettronico; essi commutano le memorie al ritmo della frequenza di raster (50 Hz).
Per la memorizzazione intermedia dei segnali si impiegano memorie del tipo "bucket brigade" (letteralmente "a catena di secchi"). Allo stato attuale della tecnica, questo tipo di memorizzazione si rivela particolarmente economico; inoltre l'applicazione di queste memorie è semplice in quanto avviene una conversione analogica/digitale (o viceversa). La scelta è caduta sull'integrato di memoria a "bucket brigade" SAD 1024 della Reticon. In questo componente sono integrate tutte e due le memorie necessarie per la versione migliorata. In conclusione si può realizzare secondo il concetto descritto un oscilloscopio a grande schermo a poco prezzo e facile da costruire, che ha la possibilità di essere triggerato, e che possiede una larghezza di banda Y che arriva fino a circa 100 kHz.

Confronto tra la versione base e la versione migliorata

Per concludere, un confronto riassuntivo delle due varianti del videoscopio, con l'aiuto di alcuni oscillogrammi. La diversa banda di frequenza viene chiaramente messa in evidenza in figura 4.39. Si può constatare che non è possibile visualizzare con la versione base una frequenza di segnale di 10 kHz (figura 4.39a) mentre la versione migliorata elabora senza inconvenienti la medesima frequenza (figura 4.39b).
Le foto della figura 4.40 pongono in evidenza la rappresentazione di onde rettangolari. Precisamente si vede che sotto un certo punto di vista la versione base è migliore della versione ampliata: i fianchi di risalita e di discesa dei segnali rettangolari sono meno ripidi. Questo fatto ha origine nel filtro passabasso che il segnale deve attraversare dopo la lettura della memoria a bucket brigade.
Del resto la foto di figura 4.40b non dice nulla di definitivo circa il tempo di risalita del segnale nella versione migliorata. Al contrario di quanto avviene in un "normale" oscilloscopio, in questo caso il tempo di risalita dipende dalla frequenza della base dei tempi. Il tempo di risalita si riduce in tanto, in quanto viene abbreviata la base dei tempi.
La figura 4.41 mostra un oscillogramma che non si può ottenere in pratica senza trigger. La rappresentazione di un tale segnale modulato da una curva inviluppo, sul tipo di quello prodotto dal sintonizzatore musicale FORMANT, è possibile solo con la versione migliorata del videoscopio.
Da questo confronto tra la versione base e la versione ampliata si può trarre la conclusione che in molte applicazioni la versione am-

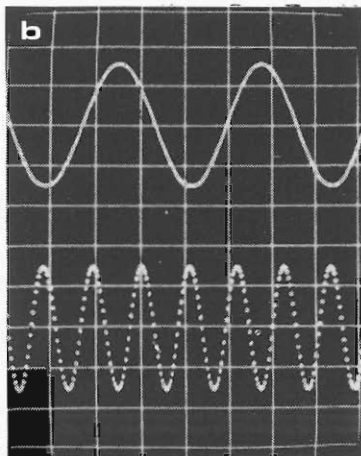
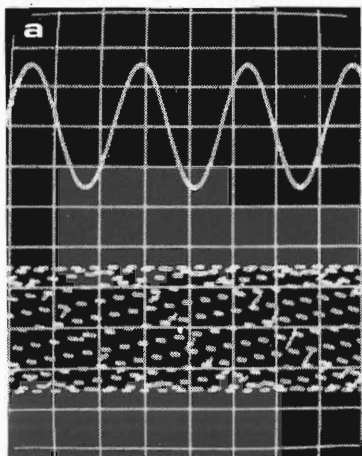
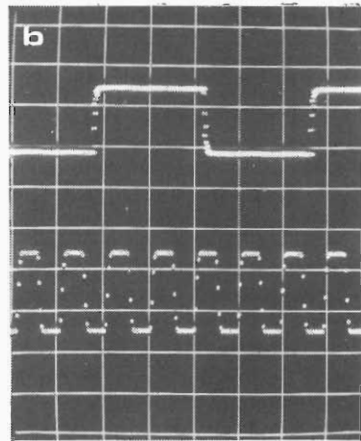
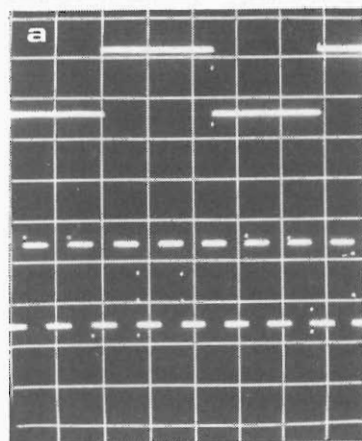
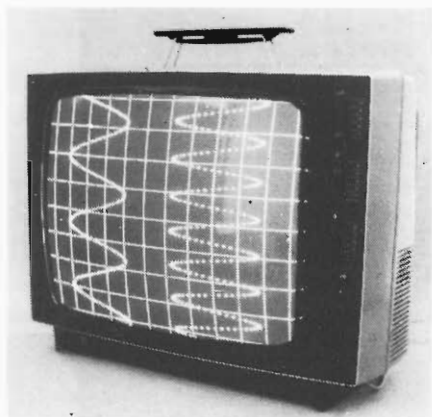
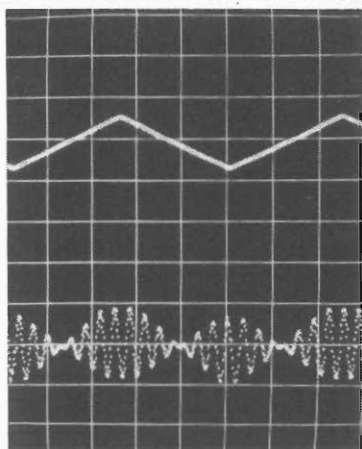
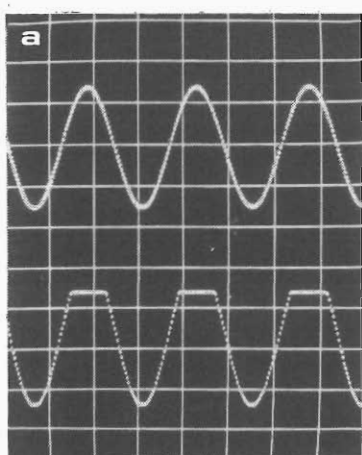
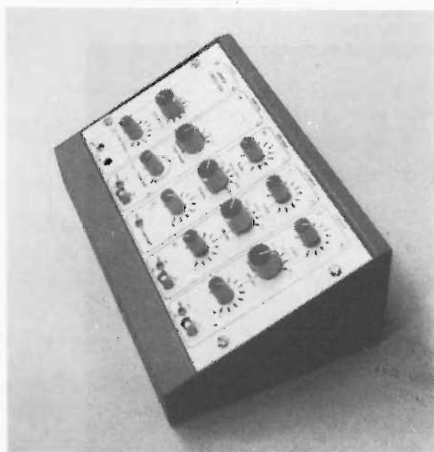
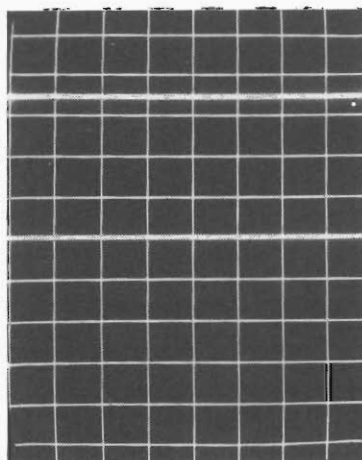
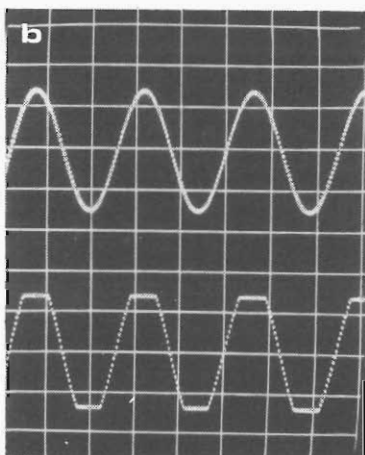
Tabella		
Dati tecnici:	**Versione base**	**Versione migliorata**
Impendenza d'ingresso	1 M→/ca.20pF, AC/DC	1 M→/ca.20pF, AC/DC
Larghezza di banda	100 kHz (-3dB)	100 kHz (-3dB)
Frequenza d'ingresso	circa 1 kHz	circa 100 kHz
Sensib. d'ingresso/div	10 mV/100 mV/1 V/10 V	10 mV/100mV/1V/10V
Base tempi/div.	2 ms (± circa 1%)	40 |s/100 |s/250 |s/ 500 |s/1 ms/2 ms regolabile anche con continuità
Trigger	non previsto	livello regolabile AC/DC
Reticolo di riferimento	prodotto elettronicamente	prodotto elettronicamente
Uscita	Video VHF/UHF	video VHF/UHF

4.39

4.40

Fig. 4.39 Rappresentazione dei segnali a maggior frequenza da parte delle due varianti del videoscopio. Mentre la massima frequenza è nella versione base di circa 3 kHz (a), nella versione ampliata la frequenza massima e maggiore di 100 kHz, e quindi considerevolmente più alta (b).

Fig. 4.40 L'onda quadra permette un confronto dei tempi di salita e di discesa della versione base (a) e della versione ampliata (b). Sotto questo punto di vista la versione base è avvantaggiata in quanto il segnale della versione ampliata deve attraversare un filtro passabasso.

4.41.

4.42.

4.43.

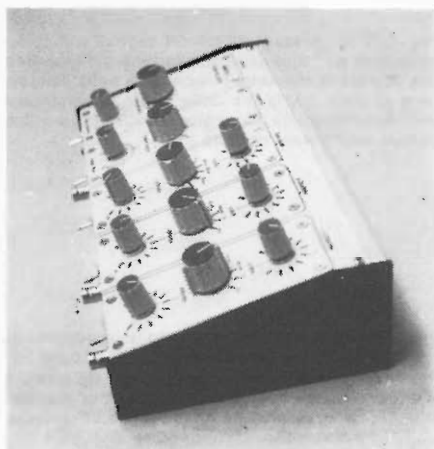



Fig. 4.41 La rappresentazione dei segnali burst e delle curve d'inviluppo è in genere riservata alla versione ampliata del videoscopio. La versione base fornisce un'immagine stabile solo se la frequenza secondaria della curva inviluppo è un multiplo intero della frequenza di raster (50 Hz).

Fig. 4.42 Si può osservare sull'immagine la regolazione di un amplificatore per avere una spianatura simmetrica dei picchi. Questo lavoro si può fare anche con la versione base.

Fig. 4.43 Si possono misurare con la versione base del videoscopio (versione a due canali) anche due tensioni continue.

pliata è migliore della versione base. Per quanto le possibilità della versione migliorata siano indubbiamente più interessanti e più numerose, è vantaggioso costruire prima la versione base e solo più tardi prendere in considerazione le aggiunte. Tra le applicazioni che sono già possibili con la versione base, rientra la messa a punto di un amplificatore o di un altro circuito di bassa frequenza per ottenere la limitazione simmetrica dei picchi in sovrapilotaggio, come dimostrato in figura 4.42.
Come si vede in figura 4.43, è anche possibile la misura delle tensione continue.
Un'ulteriore applicazione della versione base del videoscopio si ricava dallo schizzo di figura 4.44.
In questo modo la versione base forma, insieme ad un vobulatore a bassa frequenza, un sistema di misura con il quale si può direttamente misurare la caratteristica in frequenza di un componente o di un circuito. Il generatore vobulato produce un segnale sinusoidale la cui frequenza aumenta in modo lineare oppure logaritmico, e quindi diminuisce con la stessa legge. Il campo di frequenza sul quale si estende la misura viene esplorato periodicamente a partire dalla frequenza inferiore fino a quella superiore. Raddrizzando il segnale di uscita fornito dall'elemento sotto misura (X) si ottiene una tensione che rappresenta direttamente l'andamento rispetto alla frequenza. Se si applica questa tensione alla versione base (o naturalmente, anche alla versione migliorata) del videoscopio, appare sullo schermo la caratteristica in frequenza del componente o del circuito.
La tabella permette una comparazione dei dati tecnici tra la versione base e la versione migliorata; Le più importanti caratteristiche sono riportate una accanto all'altra.
Altre particolarità tecniche si ricaveranno dai due articoli che trattano della costruzione di ciascuna delle due versioni del videoscopio.

Videoscopio - versione base

Per entrare subito nella tecnica del videoscopio, la figura 4.45 mostra lo schema a blocchi della versione base a due canali. Nella versione ad un canale manca soltanto l'amplificatore d'ingresso Y_B (segnato tratteggiato). Non sono indispensabili al funzionamento di base del videoscopio il modulatore e lo stadio di sincronizzazione variabile contrassegnato da "sync, var.", che appaiono parimenti tratteggiati sullo schema.
L'amplificatore d'ingresso (Y_A, Y_B) determina la sensibilità d'ingresso del videoscopio in volt per divisione della scala (V/div), che

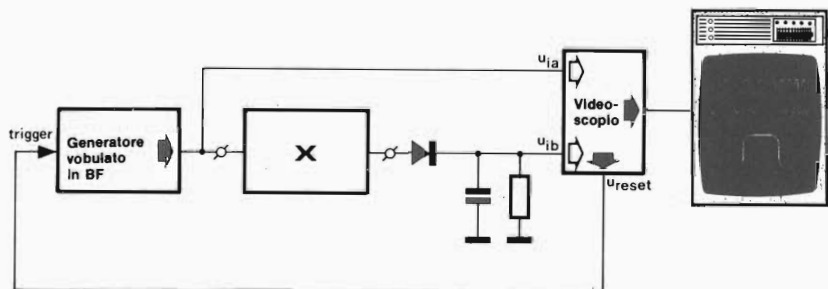



Fig. 4.44 Un ultimo esempio delle possibilità d'impiego dalla versione base. In combinazione con un generatore vobulato viene rappresentata sullo schermo la caratteristica di banda passante di un circuito (X).

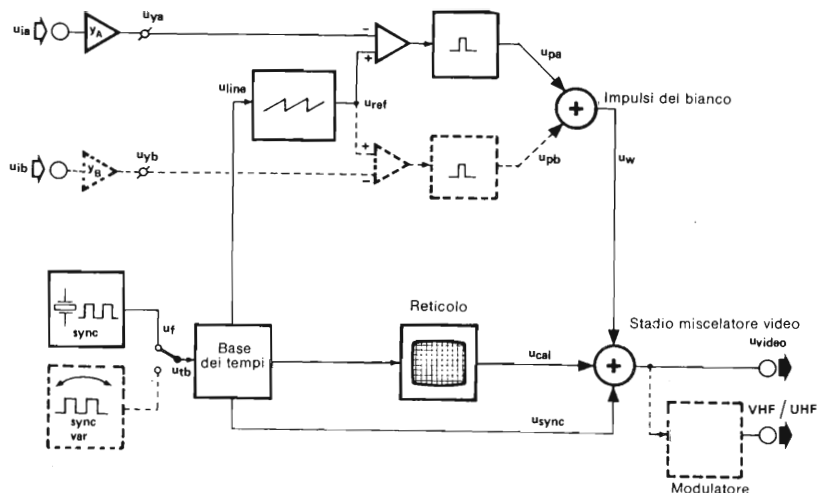



Fig. 4.45 Schema a blocchi della versione base del videoscopio. I gruppi funzionali rappresentati tratteggiati potrebbero essere tralasciati in una versione "economica" (il secondo amplificatore d'ingresso, il circuito di sincronizzazione ed il modulatore).

può essere regolata a gradini oppure in modo continuo. Il segnale viene amplificato nell'amplificatore d'ingresso di 23 volte al massimo, il chè corrisponde ad una sensibilità d'ingresso di 10 mV/ div. La tensione d'uscita dell'amplificatore d'ingresso perviene quindi ad un comparatore che la confronta con una tensione a denti di sega. Non appena la tensione a denti di sega raggiunge il valore della tensione di uscita dell'amplificatore d'ingresso, l'uscita del comparatore manda un impulso, detto "impulso del bianco" (u_{pa}).

Pressapoco lo stesso vale per il segnale d'ingresso del secondo canale Y_B nella versione a due canali. Anche in questo caso avviene il confronto in un comparatore con una tensione a denti di sega. Uno stadio sommatore mette insieme gli impulsi del bianco del canale A con quelli del canale B. In un succes-

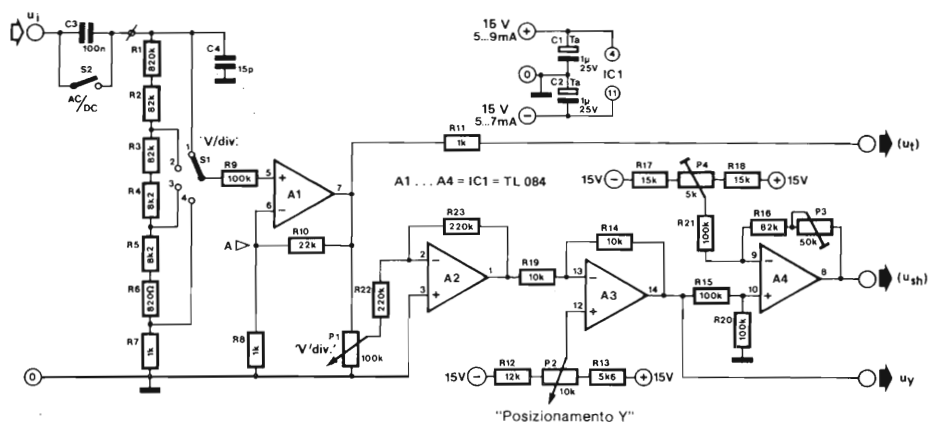



Fig. 4.46 Schema dell'amplificatore d'ingresso. I segnali di uscita segnati tra parentesi non hanno significato nella versione base, in quanto si riferiscono alla versione ampliata. Nella versione a due canali si devono costruire due di questi circuiti.

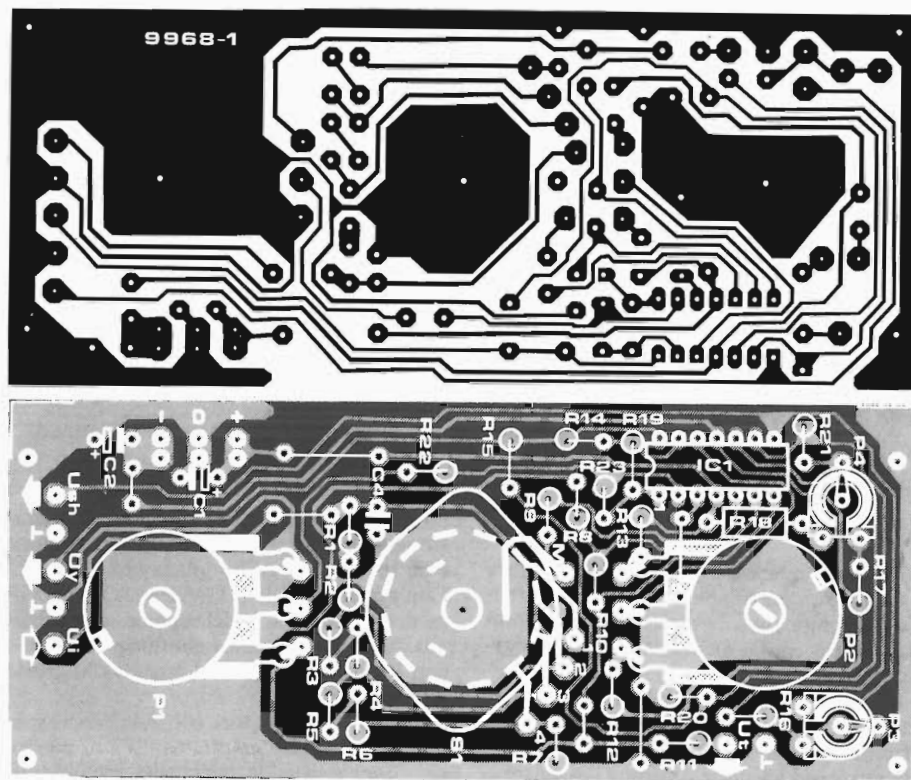



Fig. 4.47 Basetta e disposizione dei componenti per l'amplificatore d'ingresso. Ad eccezione del commutatore d'ingresso AC/DC, che è anche collegato con C3, gli elementi di comando sono direttamente montati sulla basetta. È assolutamente necessario schermare il circuito finito.

sivo stadio sommatore a questi impulsi si uniscono gli impulsi di sincronizzazione che occorrono per la formazione di un segnale video, come pure degli altri umpulsi u_{cal} che formano sul cinescopio il reticolo di calibrazione. Sia il segnale a denti di sega che il segnale di reticolo u_{cal} vengono sincronizzati da una base dei tempi centrale.

Il pilotaggio della base dei tempi avviene mediante un oscillatore a quarzo oppure, a scelta, mediante un oscillatore a frequenza variabile. Il modulatore disegnato tratteggiato nello schema a blocchi ha il compito di modulare con il segnale video una portante ad alta frequenza in modo che il videoscopio possa essere collegato alla presa di antenna del televisore. Se il televisore dispone di un'entrata video, non occorre il modulatore.

Elenco dei componenti dell'amplificatore d'ingresso

Resistenze

R1 = 820 k
R2,R3,R16 = 82 k
R4,R5 = 8k2
R6 = 820 Ω
R7,R8,R11 = 1 k
R9,R15,R20,R21 = 100 k
R10 = 22 k
R12 = 12 k
R13 = 5k6
R14,R19 = 10 k
R17,R18 = 16 k
R22,R23 = 220 k
P1 = 100 k, Potenziometro lineare
P2 = 10 k Potenziometro lineare
P3 = 50 k (47 k) potenziometro semifisso
P4 = 5 k (4k7) potenziometro semifisso

Condensatori

C1,C2 = 1 Ω/25V Tantalio
C3 = 100 n
C4 = 15 p

Semiconduttori

IC1 = TL 084

Componenti varii

S1 = Commutatore a gradini a 4 posizioni
S2 = Commutatore unipolare

*C3 deve essere direttamente saldato ad S2 (vedi figura 4.60).

L'amplificatore d'ingresso

Lo schema relativo si può vedere in figura 4.46. La designazione dei segnali tra parentesi ha significato solo in riferimento al completamento con le memorie a bucket brigade.
Il segnale d'ingresso (segnale da misurare) u_i passa per prima cosa attraverso il partitore di tensione d'ingresso formato da R1.....R7. Per misure in tensione continua il condensatore di accoppiamento d'ingresso C3 può essere cortocircuitato da S2. Al partitore d'ingresso segue un primo stadio amplificatore con l'operazionale A1 (1/4 di TL084) il quale amplifica di 23 volte. Mediante il potenziometro P1 all'uscita di A1 si può regolare in modo continuo la sensibilità all'interno dei gradini determinati da S1. L'operazionale seguente A2 serve da stadio tampone e da invertitore, ed ha guadagno unitario. Con l'operazionale A3 avviene la regolazione della posizione Y del segnale sullo schermo. Una componente continua regolabile con P2 viene sommata al segnale d'ingresso all'uscita di A3.
Lo stadio amplificatore con A4 occorre solo in previsione dell'ampliamento con memorie a bucket brigade. Nella versione qui trattata l'uscita u_y dell'amplificatore d'ingresso è l'uscita di A3. Il circuito mostrato in figura 4.46 si trova sulla basetta Y che si vede in figura 4.47. Il commutatore ed il potenziometro possono essere direttamente fissati sulla basetta, il che forma un tipo di montaggio semplice e perspicuo. Poichè per un vide-

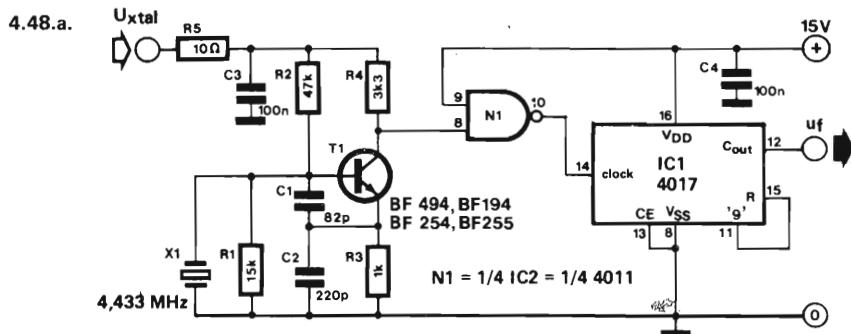



Fig. 4.48a I moduli della basetta principale. In figura 4.48a è rappresentato l'oscillatore a quarzo.

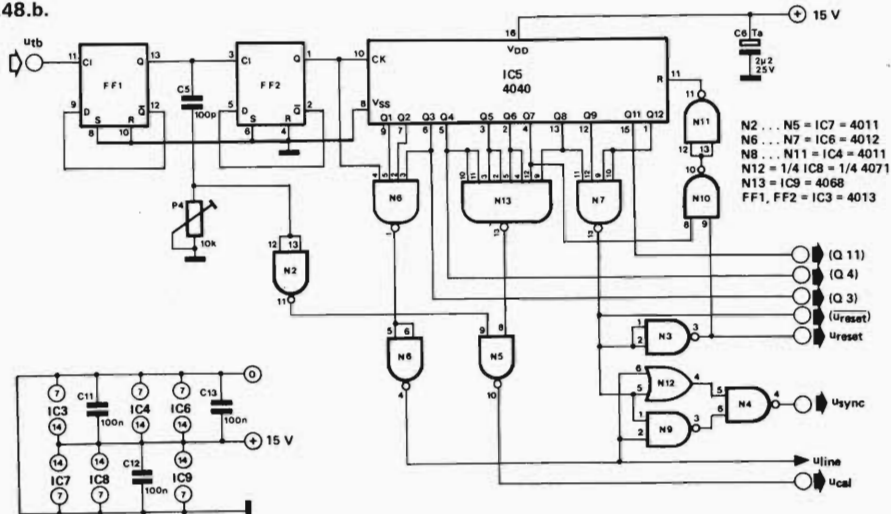
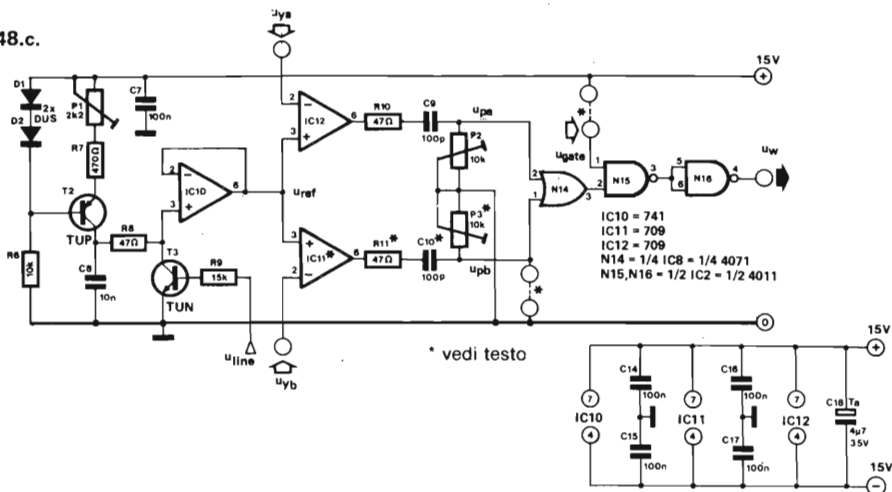



Fig. 4.48b Si vede lo schema della base dei tempi, che eroga parecchi segnali, ma solo quelli che non stanno tra parentesi sono destinati alla versione base.

oscopio base potrebbe essere sufficiente nella maggior parte dei casi una precisione di misura del 5%, si possono impiegare per le resistenze del partitore di tensione R1...R7 dei componenti economici con tolleranza del 5%.

Naturalmente è possibile per una "versione lusso" del videoscopio, impiegare delle resistenze a film metallico con l'1 od il 2% di tolleranza.

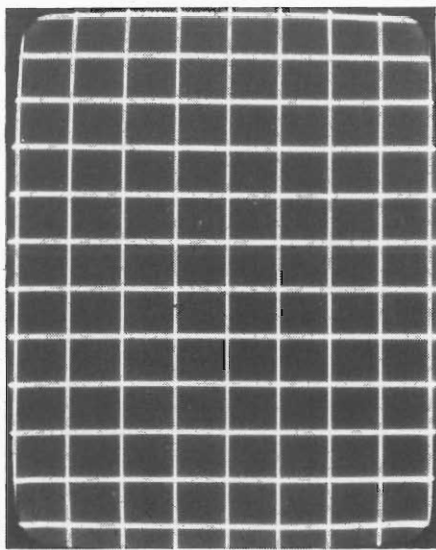
Per un videoscopio a due canali bisogna montare due basette Y. Per distinguere i due

Dalla figura 4.48c si ricava lo schema del generatore degli impulsi del bianco.
Nella versione monocanale viene montato un ponticello di filo che collega u_{pb} a massa. In ogni caso occorre collegare nella versione base, u_{gate} con l'alimentazione a +15V mediante ponticelli di filo.

segnali si hanno le seguenti siglature: u_{ia} per la tensione d'ingresso del canale A, u_{ib} per la tensione d'ingresso del canale B, u_{ya} per il segnale d'uscita del canale A ed u_{yb} per il segnale d'uscita del canale B.

La basetta principale

Su questa basetta sono raccolte tre sezioni del circuito che lavorano indipendentemente l'una dell'altra:
L'oscillatore a quarzo di figura 4.48a
La base dei tempi di figura 4.48b
ed il comparatore di figura 4.48c
L'oscillatore a quarzo lavora con un quarzo PAL a 4,433 MHz. Questi quarzi vengono prodotti in gran numero per l'industria dei televisori a colori e sono di conseguenza piuttosto economici. Il segnale dell'oscillatore a quarzo vero e proprio, basato su T1, raggiunge, tramite un buffer NAND (N1) un divisore per nove formato dall'integrato CMOS 4017 (IC1). Il segnale di uscita del divisore ha una frequenza pari ad un nono di quella del quarzo, ossia di 492,5 kHz. L'oscillatore a quarzo dispone di un ingresso di

Fig. 4.49 Il reticolo di misura del videoscopio. Le linee orizzontali (con il televisore rovesciato) appaiono mediante punti bianchi generati periodicamente nelle corrispondenti righe. Le linee verticali si ottengono rendendo bianche le intere linee.

pilotaggio U_{xtal} tramite il quale esso può essere avviato oppure arrestato. Questo ingresso di pilotaggio assume significato in vista del circuito di sincronizzazione del quale dobbiamo ancora parlare. Se non si impiega questo circuito di sincronizzazione, l'ingresso di pilotaggio U_{xtal} deve essere collegato a + 15 V.
Il circuito della base dei tempi di figura 4.48b fornisce una serie di segnali d'uscita.
Per la versione base del videoscopio tre delle uscite della base dei tempi hanno importanza: il segnale di sincronizzazione video u_{sync}, il segnale di riga u_{line} ed il segnale per il reticolo di calibrazione u_{cal}.
Un quarto segnale proveniente dalla base dei tempi, u_{reset}, è adatto come segnale di trigger e deve essere reso accessibile per questo scopo su una boccola del pannello frontale del videoscopio.
Tutti i segnali di uscita della base dei tempi si ottengono per divisione della frequenza d'ingresso u_{tb}. Nella maggior parte delle applicazioni u_{tb} è uguale alla frequenza d'uscita u_f dell'oscillatore a quarzo. L'inizio della catena dei divisori della base dei tempi è formato dai flip-flop FF1 ed FF2, ai quali seguono altri dodici divisori che si trovano in IC5. Collegando le singole uscite dei contatori con una coppia di porte logiche appaiono i segnali di uscita della base dei tempi, con l'aiuto dei quali si compone un segnale video. La struttura di questo segnale video non corrisponde esattamente alle norme CCIR ma gli scostamenti sono sufficientemente piccoli da poter essere elaborati senza inconvenienti dal ricevitore televisivo. Il segnale u_{sync} è il segnale di sincronismo video vero e proprio e contiene gli impulsi di sincronismo sia delle righe che del raster. Il segnale u_{sync} raggiunge in seguito il miscelatore video.
L'uscita u_{line} fornisce esclusivamente impulsi di riga che possono anche coincidere con gli impulsi di raster contenuti nella u_{sync}. Il segnale u_{line} avvia il generatore a denti di sega con l'aiuto del quale il comparatore forma l'"impulso del bianco".
Sul teleschermo appare, oltre al segnale in misura, anche un reticolo che serve come scala per la calibrazione. La composizione di questo reticolo si vede in figura 4.49, che è una fotografia del teleschermo ruotato di

90°. Le linee verticali di questo reticolo (suddivisione di tempo) appaiono in quanto ad intervalli regolari viene illuminata una riga. Le linee orizzontali (reticolo di tensione)derivano da file di punti luminosi a distanza uniforme. Il segnale per questi punti luminosi sullo schermo è rilasciato da FF1 nella base dei tempi. All'uscita Q di questo flipflop appare un segnale ad onda quadra con una frequenza di 246 kHz. Un monostabile formato da C5, P4 ed N2 deriva da questo segnale degli stretti impulsi la cui larghezza si può regolare con P4. All'incirca ogni 4µs appare nel segnale video uno di questi impulsi, il che significa per una durata di riga di 64µs, sedici impulsi e quindi sedici punti luminosi per ogni riga. Sul teleschermo appare però un minor numero di linee del reticolo di tensione, in quanto alcune di queste linee cadono nell'intervallo di cancellazione, durante il quale le righe corrono al di sotto del margine inferiore del teleschermo.
Lo spessore (larghezza) delle linee del reticolo di tensione è regolabile mediante P4 (tempo del monostabile).
Le linee del reticolo dei tempi appaiono in quanto una riga ogni trentadue si illumina. La porta logica N13 fornisce il corrispondente trentaduesimo impulso di riga, mentre N5 lo collega con l'impulso del reticolo di tensione per formare il segnale del reticolo di calibrazione u_{cal} all'uscita della base dei tempi.
La combinazione delle due porte N6/N8 preleva gli impulsi di riga delle uscite del divisore, mentre N7 provvede agli impulsi del raster di quadro. La combinazione di questi due impulsi con il segnale di sincronismo video u_{sync} avviene mediante le porte N4, N9 ed N12.
La figura 4.48c rappresenta il circuito del comparatore, il quale produce gli impulsi del bianco che rappresentano il segnale sul teleschermo in forma di punti luminosi.
Il circuito del comparatore contiene un generatore a denti di sega sincronizzato alle righe formato da un generatore di corrente costante (transistor T2), da un condensatore di carico C8 e da un commutatore (di scarica) a transistor con T3. La tensione a denti di sega raggiunge il comparatore tramite lo stadio buffer IC10, ed il comparatore la confronta con le tensioni di uscita u_{ya} ed u_{yb} dell'amplificatore d'ingresso. Attraverso due circuiti differenziatori (C9, P2 e rispettivamente C10, P3) appaiono i segnali impulsivi u_{pa} ed u_{pb} che vengono mandati alle due entrate della porta OR. Allo stadio buffer N16 stanno ora gli impulsi del bianco così preparati.
Il montaggio dei due ponticelli (piedino 1 di N15 e piedino 1 di N14) dipende dall'estensione che si vuol dare al lavoro finito. Nella versione base l'ingresso u_{gate} (piedino 1 di N15) deve essere collegato a +15V. Se si vuole costruire l'apparecchio base nella versione ad 1 canale occorre inoltre collegare a massa il piedino 1 di N14, mentre i componenti IC11, R11, C10 e P3 non occorrono più. In vista di un eventuale futuro ampliamento del videoscopio è però consigliabile installare comunque tali componenti che sono oltretutto molto economici, anche per risparmiare di dover riprendere in mano un'altra volta la basetta.
I potenziometri trimmer P2 e P3 regolano lo spessore del tratto del segnale d'ingresso visualizzato, P1 serve alla regolazione del generatore a denti di sega. I circuiti delle figure 4.48a, 4.48b e 4.48c vengono costruiti su un'unica basetta, la basetta principale. La figura 4.50 mostra la disposizione delle piste, le posizioni dei componenti e l'elenco dei medesimi.
Per rendere più semplice possibile il cablaggio tra le singole basette occorre prevedere alcuni ponticelli in filo.

Stadio miscelatore video

In linea di principio sono stati ora previsti tutti i segnali necessari alla formazione del quadro: u_{sync} per la sincronizzazione video, u_{cal} per la formazione del reticolo di calibrazione ed u_w per la rappresentazione del segnale di ingresso. Quello che ora manca è il segnale video definitivo che si ottiene miscelando i tre suddetti segnali. Il circuito di questo stadio miscelatore si trova in figura 4.51. Per una miglior comprensione del circito può servire il diagramma degli impulsi di figura 4.52. Il segnale u_{sync} viene invertito da T1, regolato al livello necessario mediante il partitore di tensione R2/R3 e quindi appplicato all'inseguitore di emettitore T2 che serve da trasformatore di impendenza.

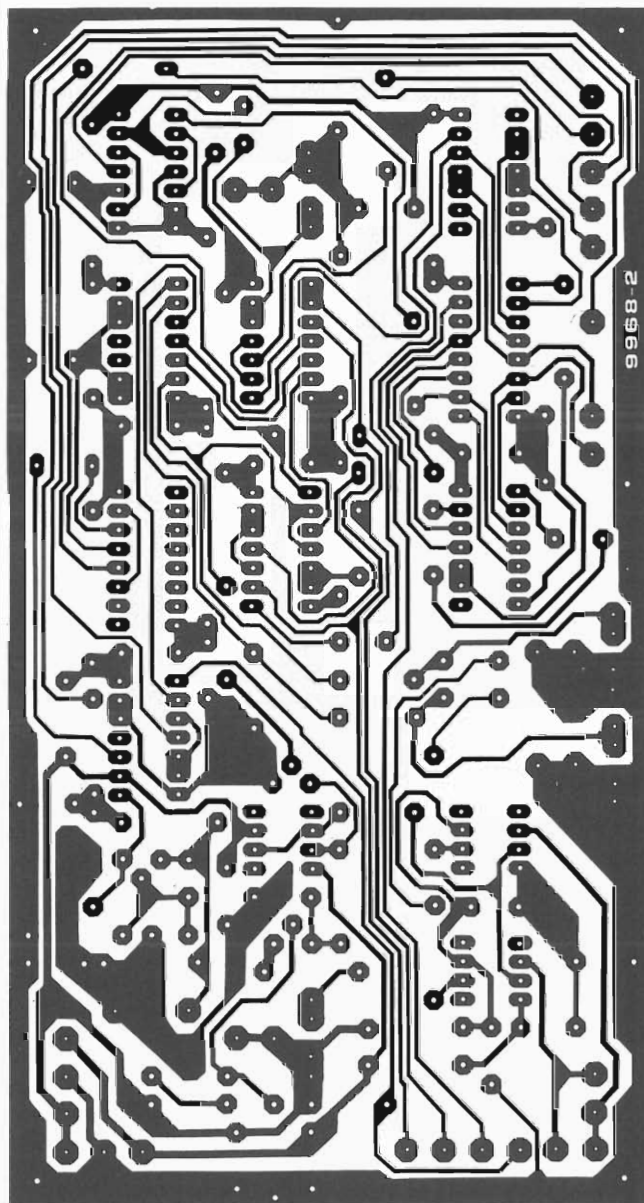
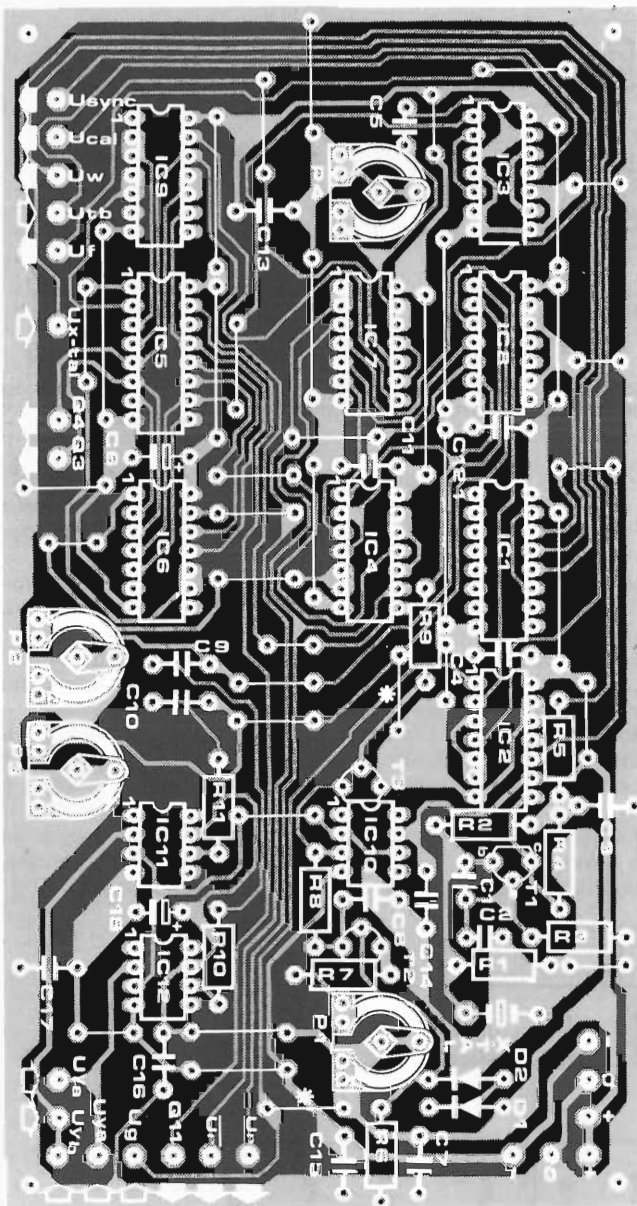



Fig. 4.50 Piste di rame e disposizione dei componenti della basetta principale. I punti di connessione sono disposti in modo da rendere più corti possibile i collegamenti con le altre basette.

I due altri segnali raggiungono la base di T2 tramite i diodi D1 e D2. I diversi livelli del segnale video u_{video} (figura 4.52) appaiono regolando i potenziometri P1 e P2 e precisamente con P1 si può adattare alle circostanze l'intensità del segnale visualizzato e con P2 si

Elenco dei componenti per la basetta principale

Resistenze

R1,R9 = 15 k
R2 = 47 k
R3 = 1 k
R4 = 3k3
R5 = 10 Ω
R6 = 10 k
R7 = 470 Ω
R8,R10,R11 = 47 Ω
P1 = 2k5 (2k2)
Potenziometro trimmer
P2,P3,P4 = 10 k
Potenziometro trimmer

Condensatori

C1 = 82 p
C2 = 220 p
C3,C4,C7,C11...C17 = 100 r
C5,C9,C10 = 100 p
C6 = 2 Ω2/25 V Tantalio
C8 = 10 n
C18 = 4 Ω7/35 V Tantalio

Semiconduttori:

IC1 = 4017
IC2,IC4,IC7 = 4011
IC3 = 4013
IC5 = 4040
IC6 = 4012
IC8 = 4071
IC9 = 4068
IC10 = 741
IC11,IC12 = 709
T1 =BF 194,BF 195,BF 254, BF 255,BF 294,BF 295
T2 = TUP
T3 = TUN
D1,D2 = DUS

Componenti diversi

X1 = Quarzo 4,433 MHz82 quarzo PAL

può regolare la luminosità del reticolo. Con P3 si regola il livello del segnale video di uscita che sarà di circa 6,5 V al massimo. Il segnale video viene direttamente portato all'ingresso video del televisore mediante un cavo flessibile a 60 Ohm. Purtroppo soltanto pochi tipi di apparecchi dispongono al giorno d'oggi di un ingresso video. Per questo motivo in tutti gli altri casi bisogna far seguire all'uscita video un modulatore TV. Sia l'entrata UHF che l'entrata VHF sono ugualmente adatte per il collegamento del

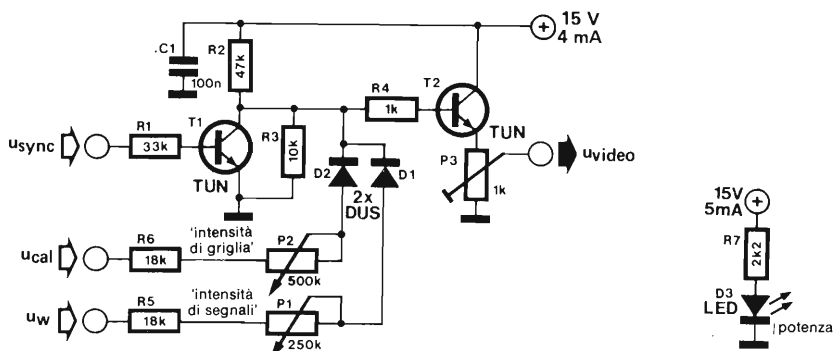



Fig. 4.51 Schema dello stadio miscelatore video. Il segnale di uscita va mandato all'ingresso video del televisore o, qualora questo ne sia sprovvisto, al modulatore TV e quindi all'ingresso di antenna VHF oppure UHF.

videoscopio.

Sincronizzazione

I circuiti finora presentati sono sufficienti a costruire una versione base funzionante del videoscopio. Aggiungendo un semplice circuito di sincronizzazione si possono aumentare le possibilità di applicazione.
Il circuito di sincronizzazione è formato da un oscillatore costituito da invertitori (porte NAND collegate come invertitori); la frequenza di questo oscillatore è regolabile entro limiti ristretti per mezzo di P1. Dopo l'interruzione con S1 (figura 4.54) il segnale dell'oscillatore a quarzo non arriva più alla basetta principale. Ora è possibile visualizzare stabilmente sul teleschermo dei segnali di ingresso la cui frequenza è leggermente diversa da un multiplo intero di 50 Hz, mediante la regolazione di P1.
La tensione di uscita del circuito di sincronizzazione viene indicata con u_{tb}. Come già chiarito arriva all'uscita del circuito di sincronizzazione tramite S1a il segnale u_f dell'oscillatore a quarzo oppure il segnale del generatore ad onda quadra regolabile.
Il commutatore S1 possiede anche un'altra funzione: nella posizione S1b (1) pone IC1 e quindi il generatore ad onda quadra a + 15V, mentre nella posizione S1b (2) la tensione di alimentazione a + 15V raggiunge l'oscillatore a quarzo sulla basetta principale tramite U_{xtal}. Questo provvedimento è

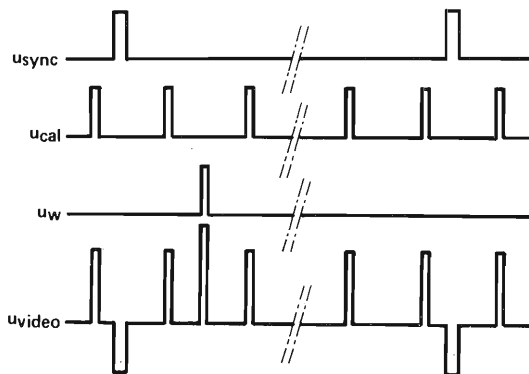



Fig. 4.52 Diagramma degli impulsi nello stadio miscelatore video. Il segnale video è la somma dei tre segnali d'ingresso.

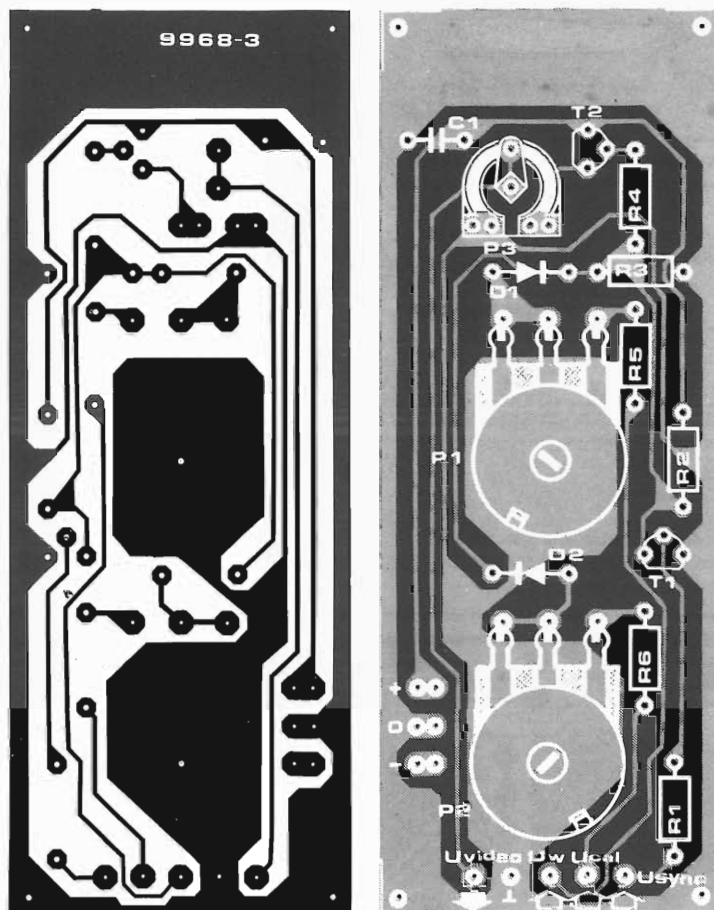



Fig. 4.53 Basetta e disposizione dei componenti dello stadio miscelatore video.

Elenco dei componenti per lo stadio miscelatore video

Resistenze

R1 = 33 k
R2 = 47 k
R3 = 10 k
R4 = 1 k
R5,R6 = 18 k
R7 = 2k2*
P1 =250 k (220 k)
potenziometro lineare
P3 =500 k (470 k)
potenziometro lineare
P3 =1 k Potenziometro trimmer

Condensatori

C1 = 100 n

Semiconduttori

T1,T2 = TUN
D1,D2 = DUS
D3 = LED*

*R7 e D3 non si trovano sulla basetta (vedi figura 4.60)

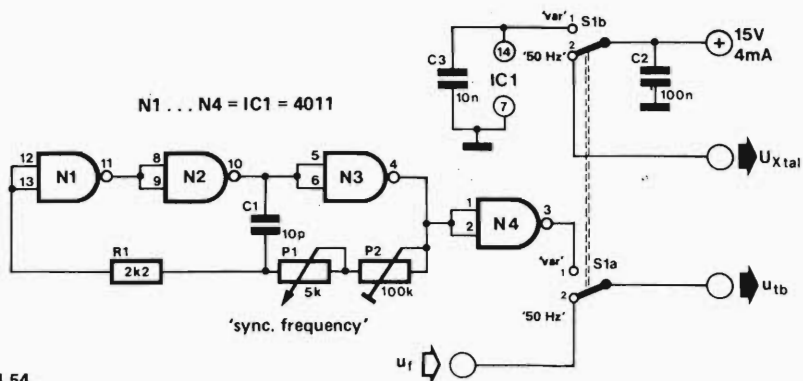



Fig. 4.54

Elenco dei componenti del circuito di sincronizzazione		
Resistenze	Condensatori	Semiconduttori
R1 = 2k2	C1 = 10 p	IC1 = 4011
P1 = 5 k (4k7),Potenziometro lineare	C2 = 100 n	Varie
P2 = 100 k Potenziometro trimmer	C3 = 10 n	S1 = Commutatore bipolare

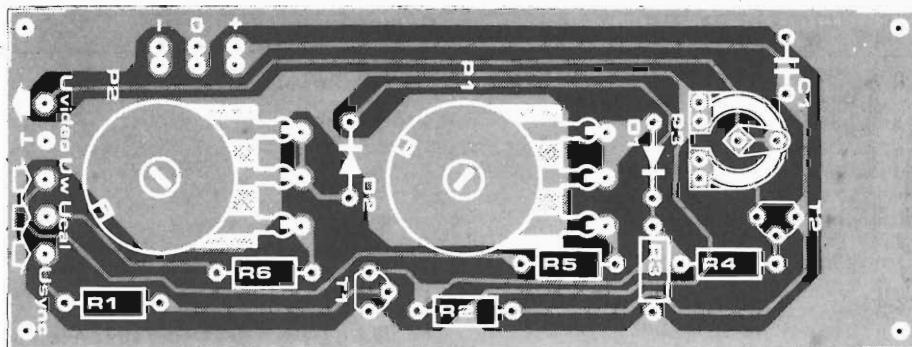
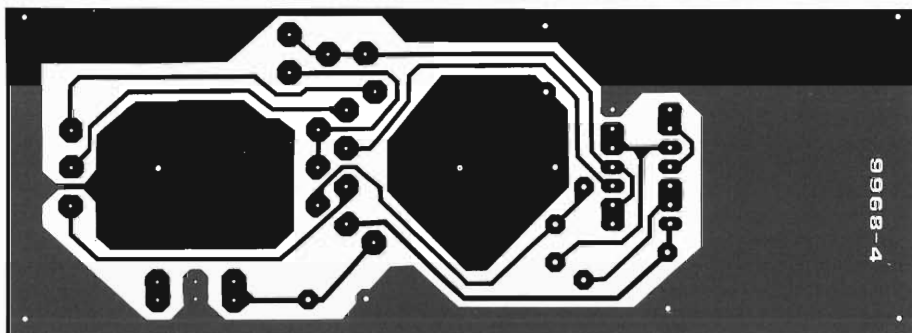



Fig.4.55

Fig. 4.54 Schema del generatore di sincronismo. Esso è formato da un generatore ad onda quadra a frequenza regolabile, e da un commutatore. Questo circuito è adatto solo per la versione base, ed anche in questo caso lo si può, volendo, tralasciare; in ogni caso si restringe così il campo delle applicazioni del videoscopio.

Fig.4.55 Basetta e disposizione dei componenti del circuito di sincronizzazione. Per adattarsi alla forma del pannello frontale, tutte le basette che contengono componenti di manovra hanno le stesse dimensioni; per questo motivo questa basetta appare più grande del necessario.

Fig. 4.56 La fotografia mostra come le basette con i componenti di regolazione e manovra formano con il pannello frontale una compatta disposizione a sandwich, e come possono essere predisposte le schermature. ▶

intensità | sincronizzazione | canale-Y | canale-Y

elektor

signal intensity

grid intensity

on

power

var. 50 Hz

sync. frequency

y-pos

10V 1V 100mV 10mV

volts/div

cal

AC y in

DC

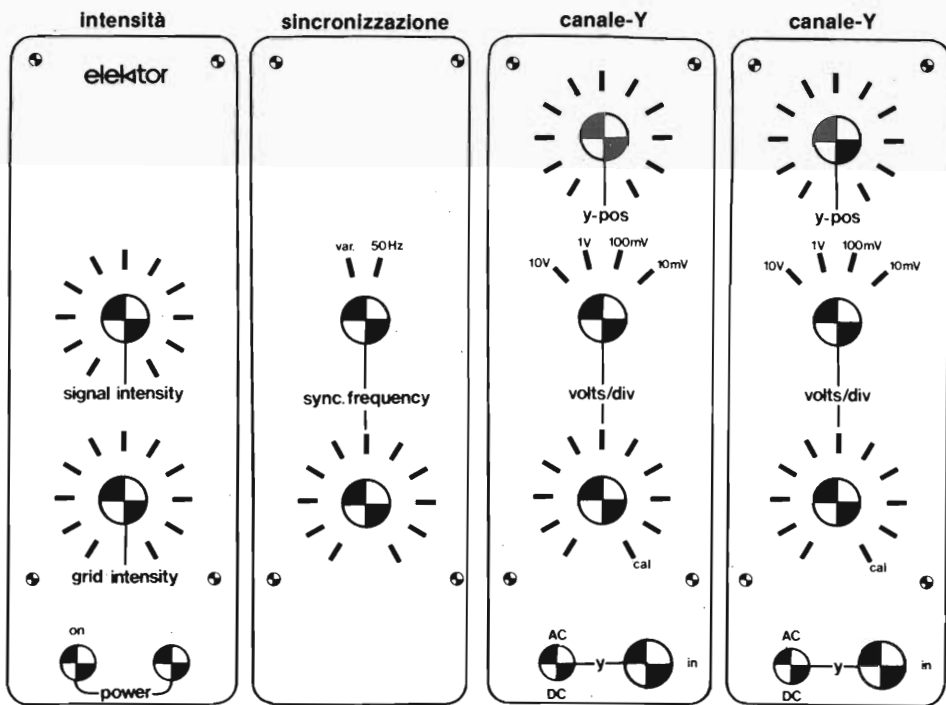
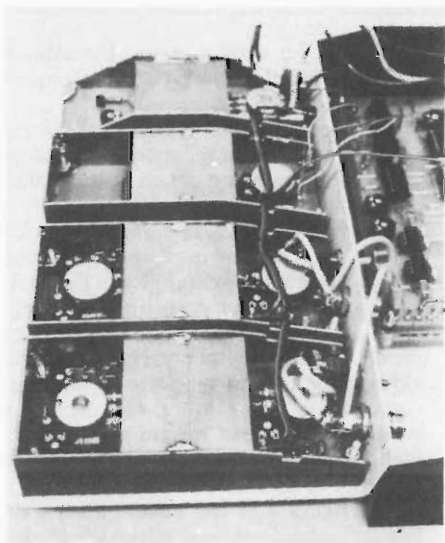



Fig. 4.57 Proposta per l'organizzazione del pannello frontale del videoscopio base. Gli elmenti di manovra sono ben visibili e disposti secondo la sequenza del loro azionamento. Le dimensioni delle basette sono adeguate a questa sistemazione. Per motivi di spazio il pannello frontale è rappresentato rimpicciolito al 60% dell'originale.

necessario per evitare reciproche influenze tra i due oscillatori che lavorano a frequenze pressochè uguali.
Quei lettori che hanno deciso di costruire subito la versione ampliata del videoscopio, possono fare a meno del circuito di sincronizzazione. Questo è l'unico elemento che non servirà più nell'ampliamento del videoscopio; per il minimo numero di componenti il suo costo è trascurabile. La figura 4.55 mostra le piste e la disposizione dei componenti del circuito di sincronizzazione. Le dimensioni della basetta potrebbero sembrare alquanto grandi in rapporto al numero di componenti, ma sembra ragionevole costruire le basette in misura standardizzate (della stessa grandezza); si può vedere dalla proposta di sistemazione del pannello frontale di figura 4.57 che misure diverse delle basette richiederebbero sistemazioni delle forature di fissaggio che disturberebbero molto l'aspetto lineare del pannello frontale.

Il videoscopio completo

Con i moduli già descritti è ora possibile costruire il videoscopio completo. I pannelli frontali e le basette con gli elementi funzionali devono essere riuniti in un'unità costruttiva. Considerando l'alta sensibilità dell'amplificatore d'ingresso (10 mV/div) è consigliabile schermarlo accuratamente. Una schermatura pratica, economica e quasi sempre disponibile è la piastra ramata per circuiti stampati, che può essere direttamente saldata, con il rame rivolto verso l'interno, ai circuiti stampati dell'apparecchio. Anche le altre basette "di servizio" possono in questo modo essere provviste di schermatura (si può per esempio in questo modo rendere inoffensiva l'irradiazione dell'oscillatore nella basetta di sincronizzazione). Un pezzo di piastra ramata disposta sopra i commutatori completa la schermatura. Le figure 4.56 e 4.62 chiariscono come si debba disporre la schermatura. L'alimentazione del videoscopio non è un problema, a causa del basso assorbimento di corrente. Una soluzione molto elegante ma anche valida qualitativamente si ha impegando circuiti integrati di regolazione a tensione fissa. Dalla figura 4.58 risulta evidente la semplice costruzione dell'alimentatore.
Se al posto di IC1 e di IC2 si pongono dei regolatori con le tensioni di uscita desiderate e si provvede ad un trasformatore con le adatte tensioni secondarie, si ha la basetta di figura 4.59 che è un alimentatore ideale per circuiti amplificatori operazionali (sono possibili anche tensioni di uscita asimmetriche).
Nel montaggio del trasformatore e della basetta dell'alimentatore occorre fare attenzione, ad evitare disturbi, a mantenerlo alla maggior distanza possibile dagli amplificatori d'ingresso. Se occorre, bisogna anche in questo caso impiegare una schermatura in lastre per circuiti stampati.
In figura 4.60 si vede il cablaggio completo del videoscopio. Si può chiaramente osservare quali collegamenti siano da fare in cavo schermato, mentre per i restanti collegmenti basta della semplice trecciola non molto sottile (il filo rigido è meno indicato per la sua

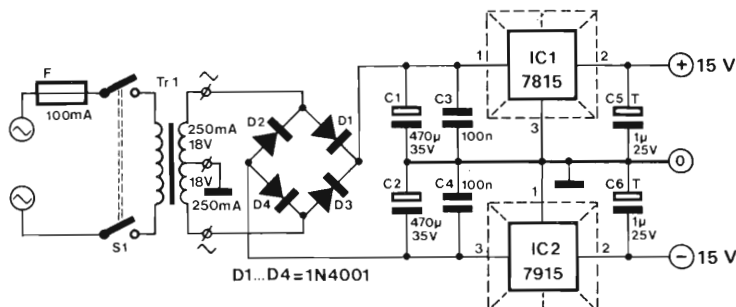



Fig. 4.58 Schema dell'alimentatore del videoscopio. I regolatori di tensione integrati sono dimensionati in modo da poter alimentare anche la versione ampliata con le memorie a bucket brigade. Cambiando i regolatori di tensione e la tensione al secondario del trasformatore, questa basetta è adatta anche come "alimentatore universale per altri circuiti contenenti amplificatori operazionali.

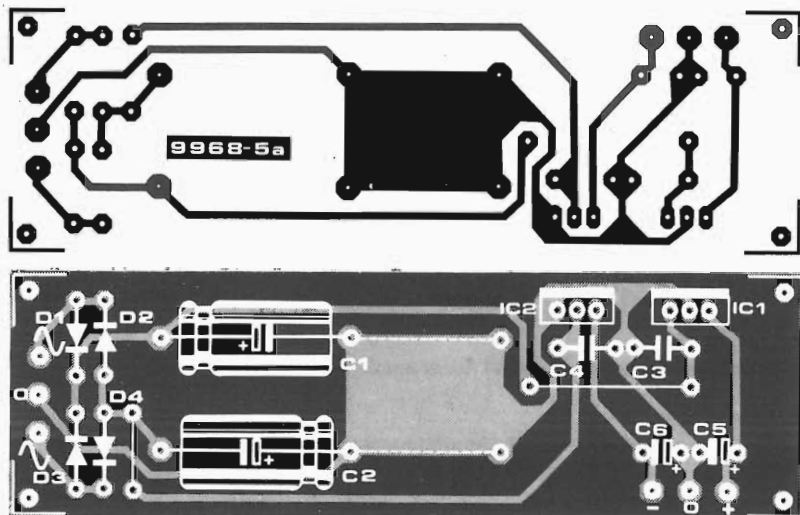



Fig. 4.59 Basetta e disposizione dei componenti dell'alimentatore secondo la figura 4.58

Elenco dei componenti dell'alimentatore		
Condensatori	Semiconduttori	Varie
C1,C2 = 470 µ/35 V C3,C4 = 100 n C5,C6 = 1 µ/25 V Tantalio	IC1 = 7815 IC2 = 7915 D1...D4 = 1N4001	Tr1 = Trasformatore di rete 2 x 18 V/ 250 mA S1 = Interruttore di rete bipolare F = Fusibile, 100 mA

bassa flessibilità). Il modulatore TV che appare in figura sarà descritto insieme alla versione ampliata del videoscopio.

Se la basetta di sincronizzaione deve essere tralasciata si deve fare attenzione ai consigli dati nei corrispondenti capitoli (ponticelli, versione ad un canale).

Nell'acquisto dei componenti bisogna assolutamente procurare dei potenziometri con diametro massimo della carcassa di 21,5 mm, sono comunque da preferire le versioni miniaturizzate. Le rondelle elastiche necessarie per il fissaggio sicuro dei potenziometri non devono avere un diametro eccessivo, e mai devono disporsi sulle piste di rame adiacenti. Questo vale in particolare per l'amplificatore Y.

Per evitare cortocircuiti di componenti o connessioni con il pannello frontale, le basette devono essere montate ad una distanza di sicurezza da questo. Il fissaggio stesso delle basette dovrebbe essere eseguito usando viti e distanziali in plastica per evitare anche qui cortocircuiti o malfunzionamenti. In ogni caso si risparmia molto tempo per la ricerca (evitabile) degli errori che si rende necessaria in caso di montaggi inaccurati.

Nell'interesse della propria sicurezza ed a causa della costruzione compatta, occorre montare la parte a tensione di rete in una

Fig. 4.60 Cablaggio del videoscopio base. Questo schema è illustrato nella pagina successiva e serve a facilitare l'interconnessione dei singoli moduli. In nessun caso si deve sostituire il cavetto schermato con semplice trecciola, perchè ciò avrebbe come conseguenza un funzionamento insoddisfacente. Il condensatore di accoppiamento C3 è direttamente saldato al commutatore AC/DC.
A motivo della costruzione compatta dell'apparecchio occorre una buona protezione dai contatti accidentali ed un buon isolamento delle parti a tensione di rete, come il trasformatore, il portafusibile e la presa di corrente. ▶

Fig. 4.60

9967
9968-5
18V
18V
VHF-UHF
video
reset
F
9968 16

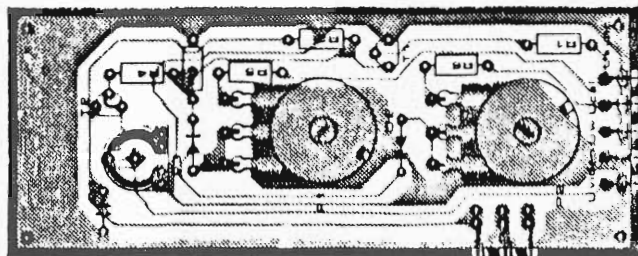
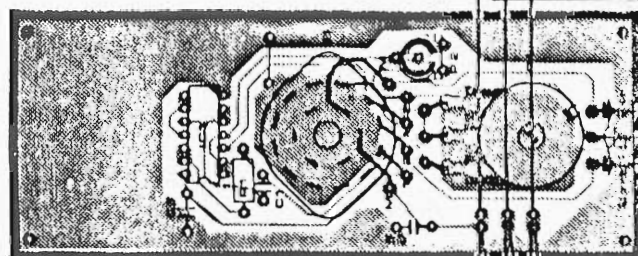
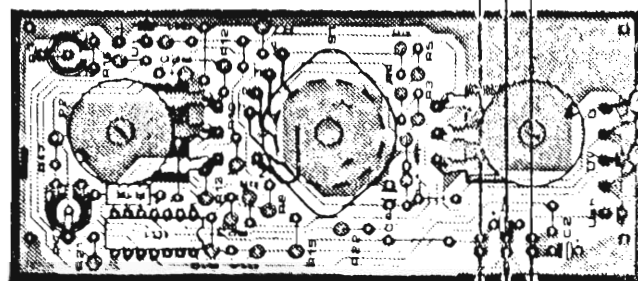
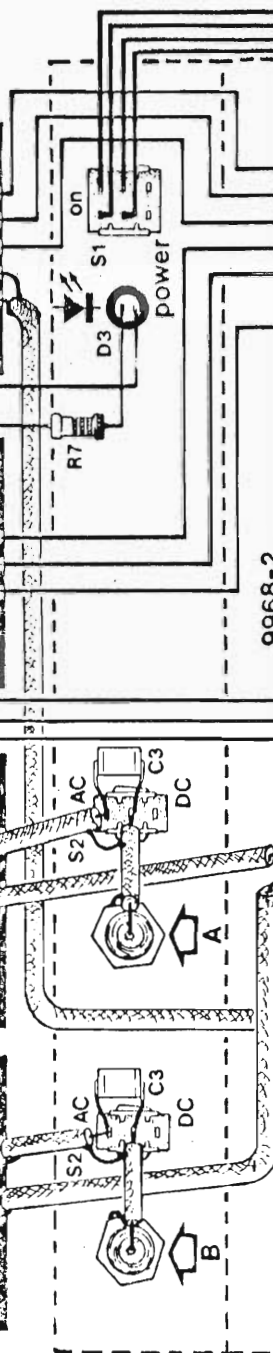
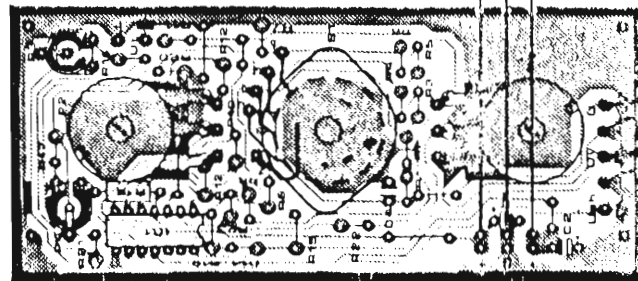
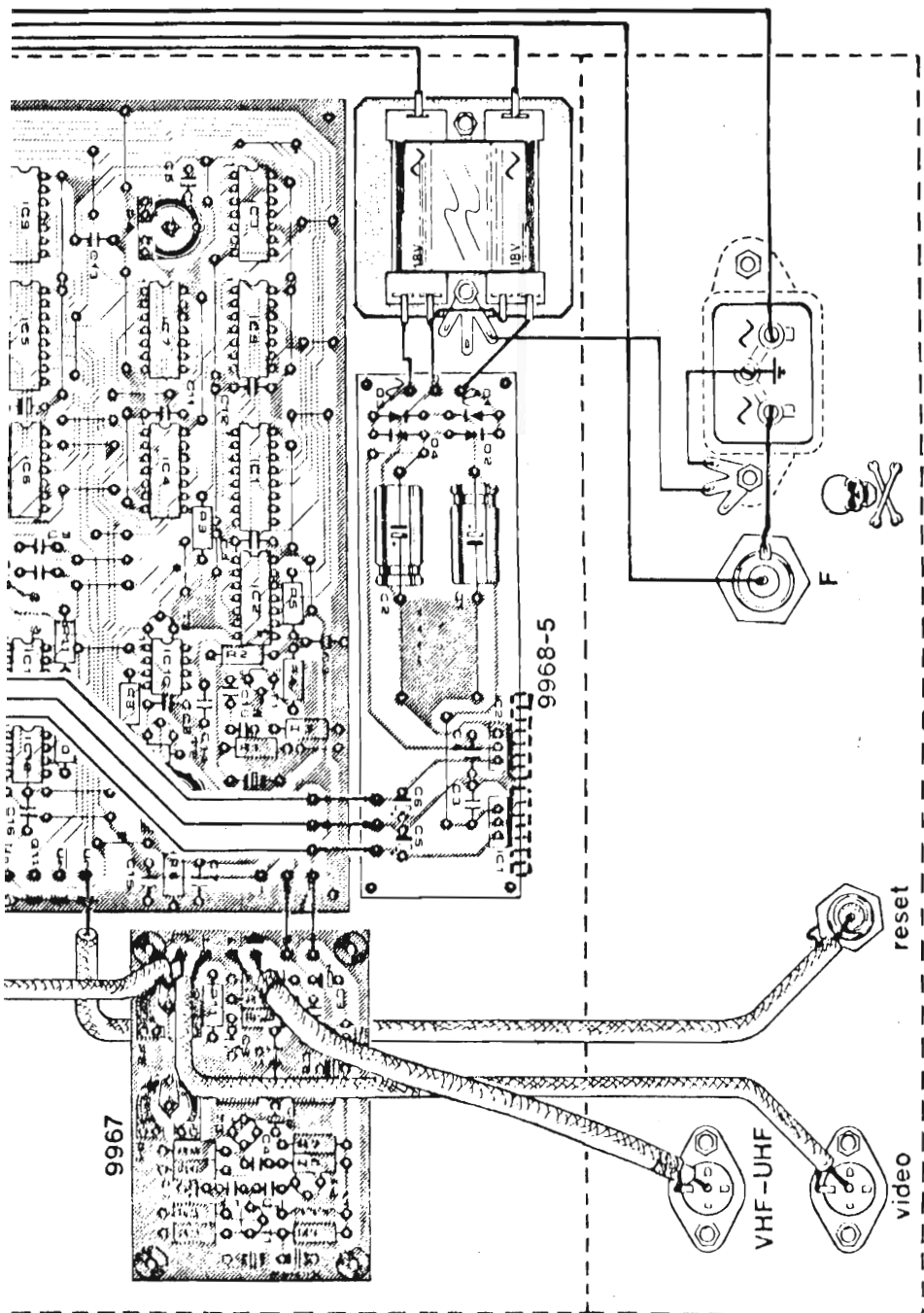
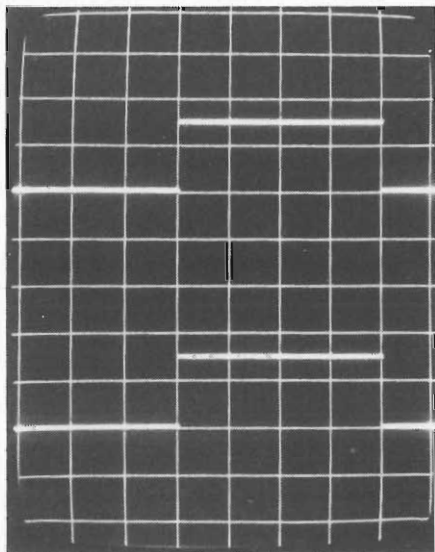



Fig. 4.61 Un segnale interno del videoscopio viene prelevato per la taratura dell'amplificatore Y (vedi testo).

schermato, mentre per i restanti collegmenti basta della semplice trecciola non molto sottile (il filo rigido è meno indicato per la sua bassa flessibilità). Il modulatore TV che appare in figura sarà descritto insieme alla versione ampliata del videoscopio.

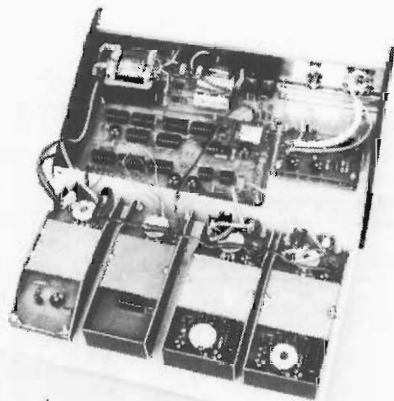



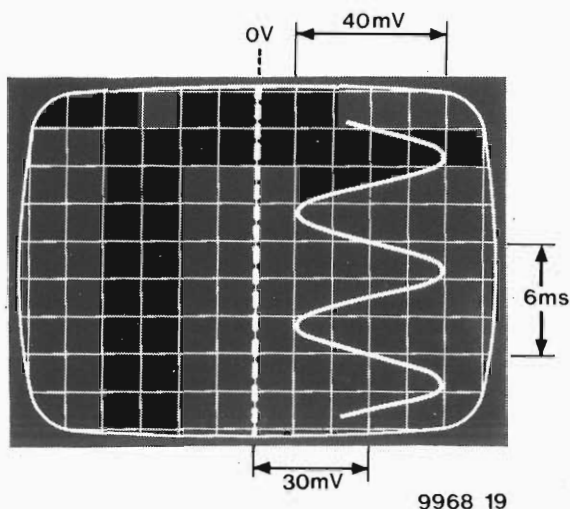
Fig. 4.62 Foto del videoscopio base aperto; versione a due canali con basetta di sincronizzazione e modulatore TV.

Fig. 4.63 Il videoscopio risponde completamente al suo scopo soltanto quando si sa come interpretare i segnali visualizzati. Nel testo viene chiarito come possa essere interpretato l'oscillogramma con l'aiuto di questo esempio.

posizione atta ad evitare un contatto accidentale.

Taratura

Il circuito completo del videoscopio comprende, anche nella versione più semplice, un notevole numero di potenziometri trimmer. Ciononostante la taratura si presenta abbastanza semplice e non è necessario (naturalmente) un oscilloscopio. Prima di collegare l'alimentatore con i restanti circuiti si deve ancora una volta controllare se l'alimentatore eroga effettivamente le tensioni di + 15V e di -15V, e bisogna anche assicurarsi che il modulatore TV funzioni correttamente (vedi modulatore TV UHF/VHF). La taratura del modulatore avviene alla massima "intensità di reticolo" (P2 dello stadio miscelatore al fine corsa destro) ed alla minima "intensitàï di segnale" (P1 dello stadio miscelatore a fine corsa in senso antiorario). P3 dello stadio miscelatore video e P4 della basetta principale vanno girati a finecorsa in senso orario, il commutatore di sincronismo in posizione "50 Hz". Se il quadro devesse "rotolare" durante la taratura del modulatore, si deve regolare il sincronismo verticale del televisore. Lo spessore delle linee del reticolo dipende della regolazione del trimmer P4 sulla basetta principale, con il quale si effettua appunto la regolazione del suddetto spessore. Il potenziometro "intensità di segnale" viene ora ruotato nuovamente. Se P1 della basetta principale (regolazione del generatore a denti di sega) rimane in posizione mediana, dovrebbe essere possibile ottenere sullo schermo, con il regolatore "y position", una o due righe bianche. P2 e P3 della basetta principale servono a regolare lo spessore della linea che rappresenta il segnale d'ingresso. Lo spessore scelto dovrebbe essere per esempio un pochino maggiore di quello delle linee del reticolo, in modo da poter chiaramente riconoscere i segnali.
Il passo successivo è la taratura dell'amplificatore d'ingresso. Il commutatore "V/div"

9968 19

Riepilogo dei componenti per la versione base

(Due amplificatori d'ingresso, basetta principale, stadio miscelatore video, sincronizzazione ed alimentatore).

Resistenze

Qualità	Valore
1	10 Ω
3	47 Ω
1	470 Ω
2	820 Ω
8	1 k
2	2k2
1	3k3
2	5k6
4	8k2
6	10 k
2	12 k
6	15 k
2	18 k
2	22 k
1	33 k
2	47 k
6	82 k
8	100 k
4	220 k
2	820 k

Potenziometri

1	Potenziometro lineare 10 k
2	Potenziometro lineare* 100 k
2	Potenziometro lineare 250 k (220 k)
1	Potenziometro lineare 500 k (470 k)
1	Potenziometro lineare 1 k
1	Potenziometro trimmer 2k5 (2k2)
1	Potenziometro trimmer 5 k (4k7)
2	Potenziometro trimmer 10 k
3	Potenziometro trimmer 50 k (47 k)
2	Potenziometro trimmer 100 k
1	Potenziometro trimmer

*diametro massimo 21,5 mm

Condensatori

Quantità	Valore
1	10 p
2	15 p
1	82 p
3	100 p
1	220 p
2	10 n
16	100 n
6	1 μ/25 V Tantalio
1	2 μ2/25 V Tantalio
1	4 μ7/35 V Tantalio
2	470 μ/35 V

Semiconduttori

Quantità	Tipo
4	4011
1	4012
1	4013
1	4017
1	4040
1	4068
1	4071
1	741
2	709
2	TL084
1	7815
1	7915
3	TUN
1	TUP
1	BF 194,BF 195 BF 154,BF 255 BF 494,BF 495
4	DUS
4	1N4001
1	LED

Varie

Qualità	Tipo
1	Quarzo 4,433 MHz (Quarzo PAL)
2	interruttore unipolare
1	interruttore di rete bipolare
1	commutatore bipolare
2	commutatore a 4 posizioni
1	fusibile 100 mA
1	trasformatore di rete
1	2x18 V/250 mA

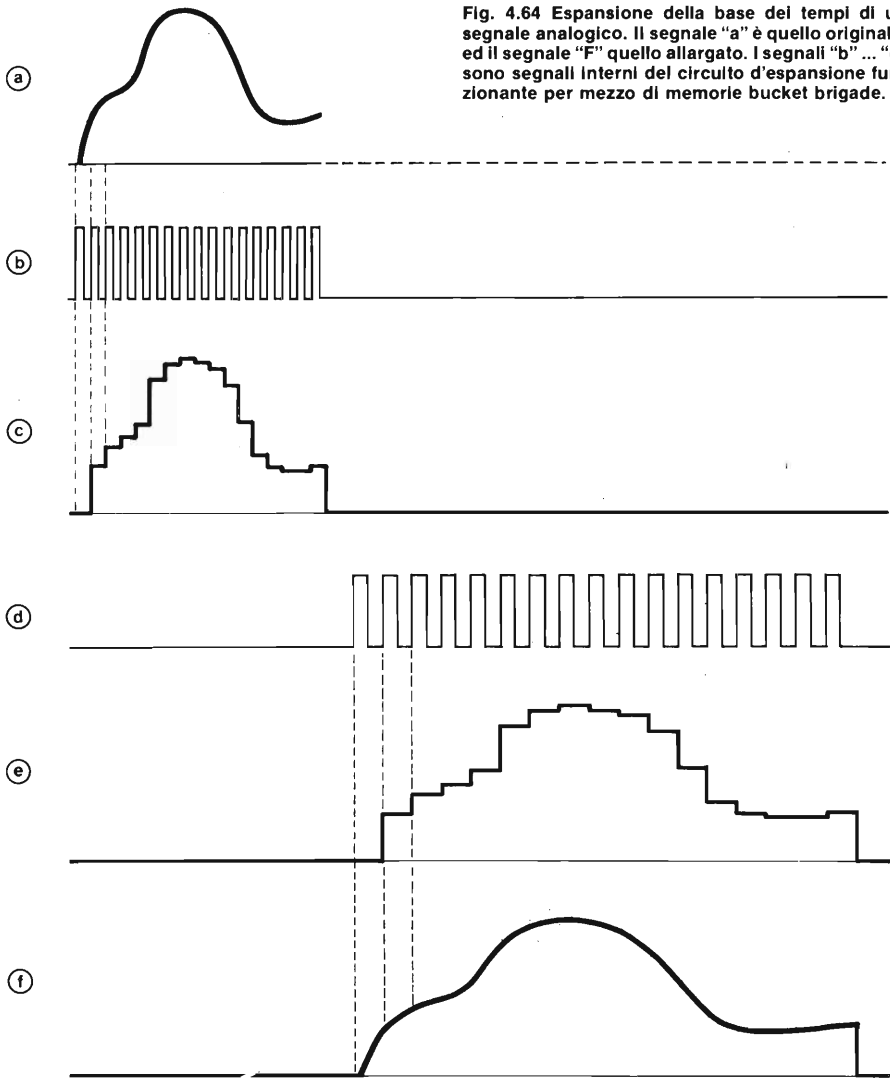
deve stare in posizione 10 V/div ed il potenziometro "cal" tutto girato in senso orario. Un segnale interno (uscita Q11 della basetta principale) viene prelevato per la taratura. Dopo aver collegato Q11 con l'entrata dell'amplificatore Y, appare sullo schermo un segnale ad onda quadra con una lunghezza di quattro unità di reticolo (asse dei tempi). L'ampiezza viene ora regolata ad 1,5 unità di reticolo mediante il potenziometro P1 sulla basetta principale (15 V corrispondono ad 1,5 divisioni con sensibilità si 10 V/div) in modo che il risultato appare come quello rappresentato in figura 4.61.
Con questa operazione l'immagine si sposta lungo lo schermo, e la correzione avviene con il potenziometro "y position". In questo modo è terminata la taratura della versione base del videoscopio. È comunque chiaro che potranno venir letti direttamente i valori dell'impendenza solo quando il potenziometro "cal" sarà completamente ruotato in senso orario.

Pratica del videoscopio

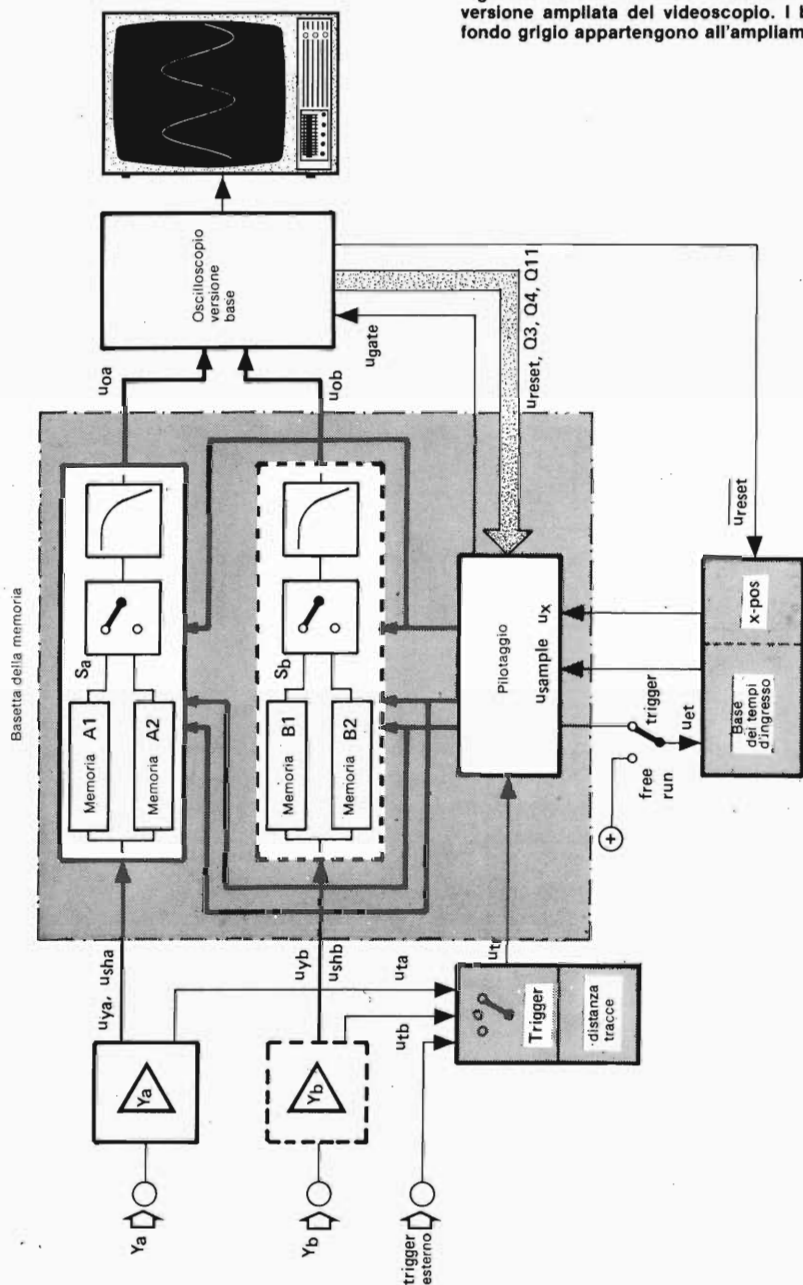
Per poter confrontare il videoscopio con un oscilloscopio, il ricevitore TV deve essere, almeno idealmente, coricato su di un fianco. Come esempio di interpretazione di un'immagine videoscopica serve la figura 4.63. In questa l'amplificatore Y è alla sensibilità di 10 mV/div, ed il corrispondente regolatore fine al finecorsa orario, ossia su "cal". Con il potenziometro "y position" si porta la "linea di zero" (senza segnale d'ingresso) in una posizione che per esempio può essere il centro del quadro. In figura la linea di zero è rappresentata da una linea tratteggiata. Dopo aver collegato il segnale d'ingresso si può cominciare la valutazione. Questo segnale d'ingresso sinusoidale con valore di picco di 40 mV_{ss} (4 x 10 mV/div) reca sovrapposta una componente in tensione continua di 30 mV; la durata del periodo è di 6 ms, il chè corrisponde ad una frequenza $f= 1/T = 167$ Hz.

Ampliamento del videoscopio

Per facilitare l'accesso alla descrizione dei particolari, facciamo dapprima un riassunto delle cose più importanti dette negli articoli precedenti.
Il videoscopio è uno strumento che visualizza forme d'onda sul cinescopio di un qualsiasi televisore. Questo avviene producendo un segnale video e, qualora lo si desideri, un segnale VHF oppure UHF da questo modulato; In questo modo non è assolutamente necessario intervenire sul televisore. Per produrre il segnale video, nella versione base il segnale da rappresentare sullo schermo viene analizzato al ritmo della frequenza di riga (circa 15 kHz). Come questo avvenga nei particolari è stato detto esaurientemente nel precedente articolo. Nel considerare la versione ampliata lo strumento base verrà trattato come se fosse una "scatola nera". Accanto alla scansione del segnale d'ingresso è importante il fatto che nella versione base si dispone solo di una base dei tempi invariabile di 20 ms (identica alla frequenza di raster del televisore) ed inoltre manca la possibilità di triggeraggio.
Un campo di applicazioni notevolmente allargato si ottiene qualora la base dei tempi sia regolabile. Occorre quindi allo scopo un espansore della base dei tempi, ossia un circuito che ritardi i segnali analogici. Un segnale che venga applicato all'ingresso dell'espansore della base dei tempi, appare all'uscita allargato dal punto di vista temporale. In linea di principio anche un registratore a nastro con velocità regolabile può essere considerato come un espansore della base dei tempi. Se la velocità del nastro alla quale avviene la restituzione è minore della velocità di registrazione, ha luogo un'"espansione della base dei tempi". Un'espansione temporale dei segnali analogici si può però ottenere anche con mezzi soltanto elettronici, e precisamente con l'aiuto di memorie tipo bucket brigade. Il principio è semplice: si inserisce il segnale nella memoria a bucket brigade con una determinata velocità di sincronismo, e lo si preleva con una velocità inferiore.
Il diagramma di figura 4.64 illustra questo procedimento. La curva "a" mostra l'andamento del segnale analogico il quale deve essere temporalmente esteso, oppure in altre parole, stirato in senso orizzontale. Allo scopo esso viene inserito in un registro a scorri-

Fig. 4.64 Espansione della base dei tempi di un segnale analogico. Il segnale "a" è quello originale, ed il segnale "F" quello allargato. I segnali "b" ... "e" sono segnali interni del circuito d'espansione funzionante per mezzo di memorie bucket brigade.

mento analogico (memoria bucket brigade). La scrittura del segnale nella memoria può avvenire solo mediante scansione. Il segnale "b" è il segnale di sincronismo del procedimento di scansione, ed alla conclusione di questo processo appare il segnale "c". Mediante il segnale di sincronismo "d" si effettua la lettura dell'informazione contenuta nella memoria bucket brigade. Il risultato di questa lettura è la curva "e", dalla quale deriva mediante filtraggio il segnale "f" che non solo è ritardato rispetto al segnale orizzontale ma mostra anche il desiderato allungamento nel verso dell'asse dei tempi.

Dalla figura 4.64 diviene chiaro a grandi linee quale sia il trattamento che deve subire il segnale per prima cosa, prima di apparire sullo schermo: segnale d'ingresso con fre-

Fig. 4.65 "Schema a blocchi delle basette" della versione ampliata del videoscopio. I blocchi con fondo grigio appartengono all'ampliamento.

quenza relativamente alta vengono iscritti con elevata cadenza di scansione nella memoria a bucket brigade, e subito dopo, con cadenza di scansione inferiore, nuovamente estratti. Le due frequenze di scansione sono scelte in modo che la versione semplificata dl videoscopio, con la sua base dei tempi unica di 20 ms, possa rappresentare il segnale "stirato" sullo schermo.

Lo schema a blocchi di figura 4.65, che è già noto dal precedente articolo, abbisogna ancora solo di un chiarimento. Come già spiegato sono necessarie per il videoscopio in versione ampliata, due memorie a bucket brigate per canale. Le due memorie si danno costantemente il cambio: mentre una delle due viene scritta, la seconda consegna l'informazione che contiene, e viceversa.

La commutazione tra scrittura e lettura avviene mediante quattro commutatori elettronici accoppiati tra loro.

In questo modo si ottiene che sia il processo di scrittura che quello di lettura avvengano senza soluzione di continuità. Con una sola memoria non sarebbe possibile eseguire contemporaneamente la scrittura e la lettura, a causa delle diverse frequenze di sincronismo.

La figura 4.65 mostra lo "schema a blocchi delle basette" della versione ampliata. I blocchi concernenti la versione ampliata sono ombreggiati di grigio; gli altri blocchi sono già compresi nella versione di base già descritta.

Si rileva inoltre da questo schema a blocchi quali siano le parti del circuito che si trovano sulla basetta della memoria e quali sulla basetta del trigger. Sucessivamente si parlerà delle funzioni complessive che fanno parte dell'ampliamento: il sistema di trigger, la base dei tempi d'ingresso e l'espansore della base dei tempi costruito con le memorie a bucket brigade, completo di pilotaggio. Le funzioni corniciate da una linea tratteggiata in figura 4.65 sono previste esclusivamente per la versione a due canali del videoscopio.

Gli espansori della base dei tempi nel canale A e nel canale B (se previsto) provvedono all'allargamento temporale necessario ai segnali analogici d'ingresso u_{ya} ed u_{yb}. Occorrono allo scopo tre segnali di pilotaggio: i due segnali di sincronismo Φ 1 e Φ 2 ed un segnale di commutazione u_m che possa commutare alternativamente le memorie da lettura a scrittura e viceversa.

I tre segnali suddetti sono erogati da un circuito non del tutto semplice, racolto, in figura 4.65, nel blocco "pilotaggio". Il pilotaggio eroga un segnale che proviene da vari segnali d'ingresso: quattro segnali vengono prelevati dal circuito base del videoscopio, tre altri segnali hanno origine dai blocchi appartenenti all'ampliamento. Tra questi c'è il segnali u_{sample} la cui frequenza è il doppio di quella di scrittura nella memoria. Dalla frequenza del segnale u_{sample} dipende l'allargamento temporale del segnale d'ingresso analogico e quindi la graduazione sull'asse dei tempi.

La base dei tempi d'ingresso fornisce, accanto al segnale u_{sample}, anche il segnale u_x.

Questo segnale viene ricavato dal segnale u_{reset}, che è uno dei segnali provenienti dal circuito base, con forma ad onda quadra e frequenza di 50 Hz (frequenza del raster). La frequenza di u_x è uguale a quella di u_{reset}. I

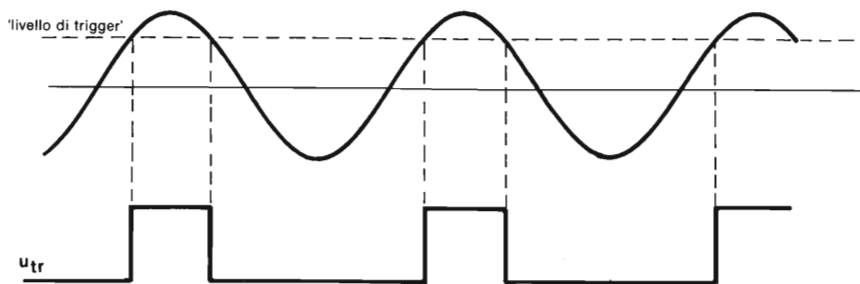



Fig. 4.66 Il sistema di trigger emette un impulso ogniqualvolta il segnale analogico supera la soglia di trigger predisposta

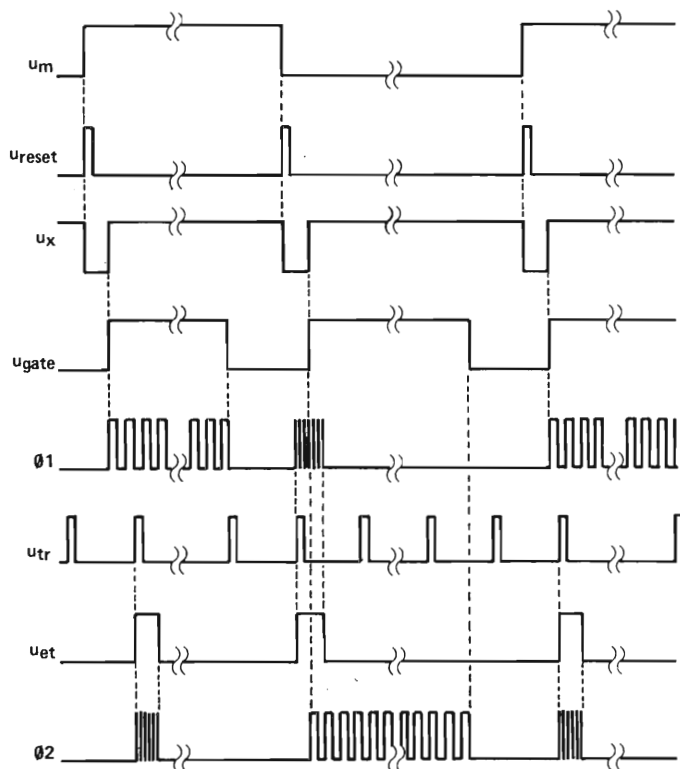



Fig. 4.67 Diagramma degli impulsi di alcuni segnali di ingresso e di uscita del blocco "pilotaggio" di figura 4.64.

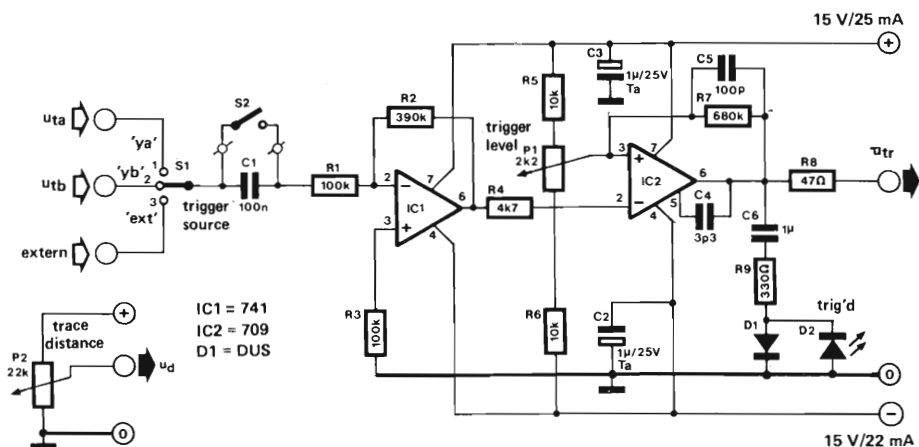



Fig. 4.68 Schema del gruppo di trigger; questo fornisce gli impulsi di trigger rappresentati in figura 4.66. Il potenziometro "trace distance" si trova sulla stessa basetta del trigger.

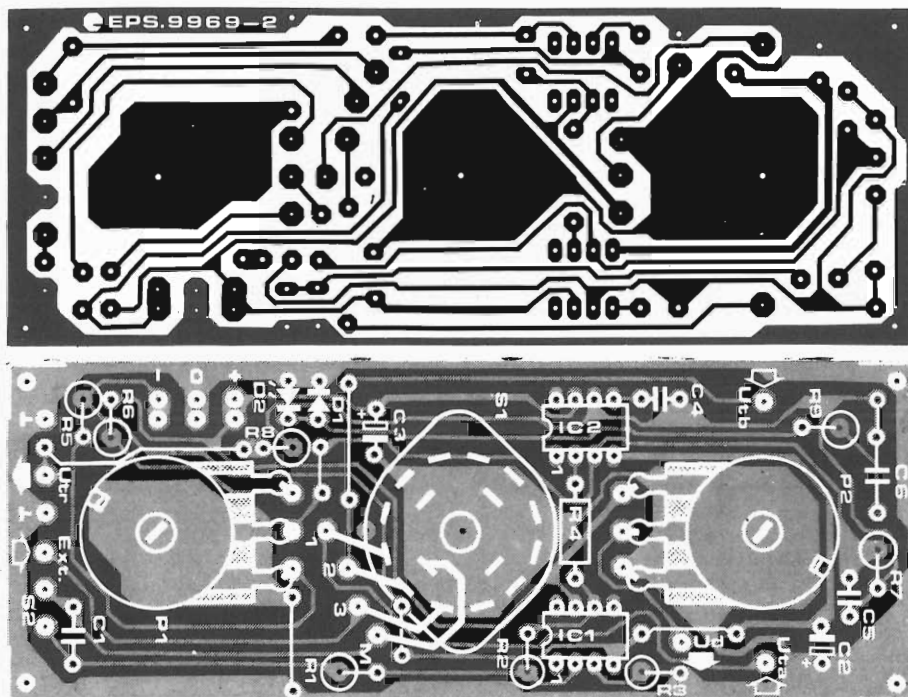



Fig. 4.69 Basetta per il trigger (figura 4.68). L'interruttore S2 viene montato separato, il LED D2 è saldato al lato rame della basetta.

Elenco dei componenti per la basetta del trigger

Resistenze

R1,R3 = 100 k
R2 = 390 k
R4 = 4k7
R5,R6 = 10 k
R7 = 680 k
R8 = 47 Ω
R9 = 330 Ω
P1 = 2k2 (2k5) potenziometro lineare
P2 = 22 k (25 K) potenziometro lineare

Condensatori

C1 = 100 n
C2,C3 = 1 μ/25 V Tantalio
C4 = 3p3
C5 = 100 p
C6 = 1 μ

Semiconduttori

IC1 = 741
IC2 = 709
D1 = DUS
D2 = LED (3mm,grün)

Componenti diversi

S1 = Commutatore una via tre posizioni
S2 = Interruttore unipolare

fianchi attivi dei due segnali si possono spostare mediante un potenziometro. Dato che il segnale u_x determina in quale momento, riferito alla commutazione del raster, comincia la tracciatura della curva sullo schermo, con questo potenziometro ("x-pos") si può cambiare la posizione della curva lungo l'asse X.

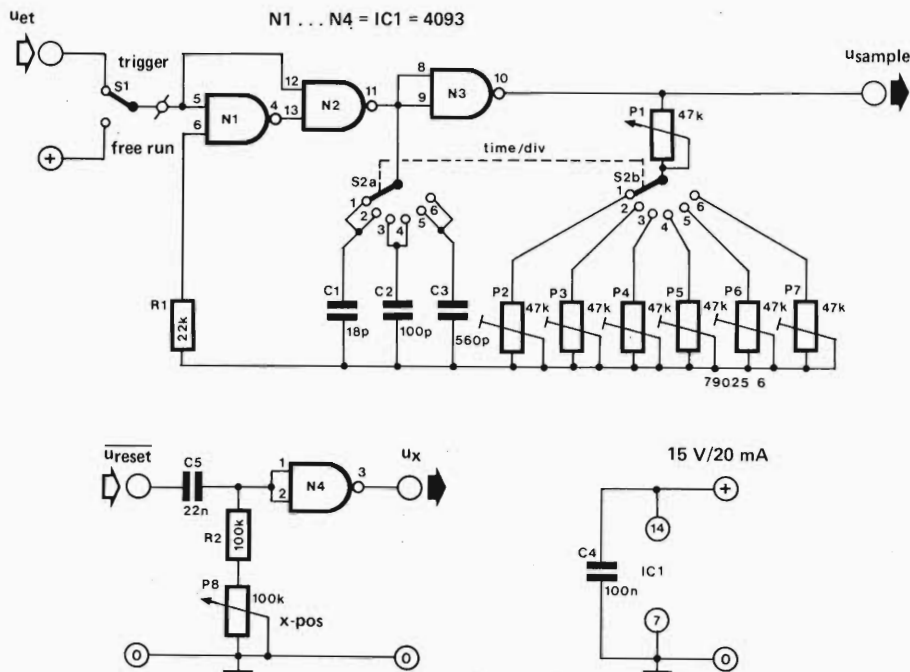



Fig. 4.70 La base dei tempi d'ingresso è un oscillatore CMOS ad onda quadra, la cui frequenza può essere regolata in modo grossolano e fine. La quarta porta logica che si trova nell'integrato viene utilizzata per un altro scopo.

Un altro segnale d'ingresso del blocco "pilotaggio" è il segnale u_{tr}, che viene ricavato da uno dei due segnali analogici d'ingresso oppure da un segnale di trigger esterno. Quando il segnale analogico selezionato mediante la commutazione del trigger supera un certo valore di ampiezza determinato mediante il potenziometro "trigger level", il segnale u_{tr} passa, come si vede in figura 4.66, al livello logico "1". Poichè il pilotaggio reagisce al fianco di salita di u_{tr}, il processo di trigger viene avviato durante la salita del segnale segnale analogico prescelto.

Il trigger non si discosta di molto dalla medesima funzione di un normale oscilloscopio.

I diversi segnali d'ingresso e di uscita del pilotaggio sono rappresentati sotto forma di diagramma degli impulsi in figura 4.67.

Il segnale u_m che commuta le memorie tra lettura e scrittura, varia il suo stato ad ogni impulso di reset (u_{reset}). Contemporaneamente il segnale u_x va a "0" per un determinato periodo; alla fine di questo periodo parte il ciclo di lettura.

In questo momento u_{gate} passa al livello logico "1". Il segnale u_{gate} raggiunge la porta N15 del circuito base (vedi figura 4.48c della descrizione del circuito base) e provvede a che una curva appaia sullo schermo solo durante l'effettivo ciclo di lettura della memoria; nell'intervento tra due cicli di lettura lo schermo rimane buio.

Al momento del fianco positivo di u_x parte anche il segnale di sincronismo per la lettura. Come chiarito nel precedente articolo le due memorie a bucket brigade vengono lette alternativamente. Gli impulsi relativamente larghi (a bassa frequenza) del segnale di sincronismo di lettura appaiono quindi alternativamente nei segnali di clock Φ 1 e Φ 2 delle due memorie.

Mentre una delle memorie viene letta l'altra riceve una nuova informazione. Il primo fianco positivo di u_{tr} dopo l'impulso di reset avvia il ciclo di scrittura. Uno dei segnali di

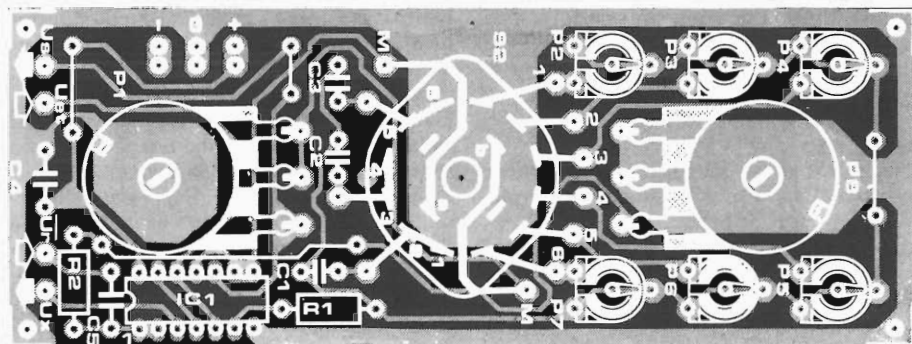
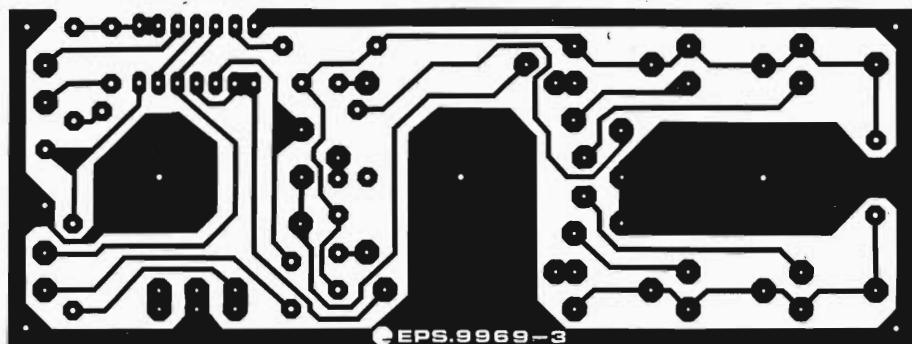



Fig. 4.71 Basetta per la base dei tempi d'ingresso di figura 4.70. Il commutatore S1 viene montato separatamente.

pilotaggio della base dei tempi d'ingresso, u_{et}, passa al livello "1"; questo segnale sblocca il generatore di sincronismo della scrittura, in modo che adesso appaiono degli impulsi veloci nel segnale di clock Φ 2, oppure, durante il sucessivo periodo di u_x, nel segnale di clock Φ 1. Come nei normali oscilloscopi, il segnale di trigger u_{tr} fa in modo che sullo schermo appaia un'immagine ferma indipendentemente dalla frequenza del segnale d'ingresso.

Trigger

La figura 4.68 mostra il circuito del trigger. Con il commutatore S1 "trigger source" può essere scelto quale dei segnali dovrà avviare il processo di trigger questo può essere uno dei due segnali Y oppure un segnale di trigger esterno. Se si utilizza uno dei segnali Y, questo raggiunge l'ingresso del circuito di trigger sotto forma di segnale u_{ta}, rispettiva-

Elenco dei componenti per la base dei tempi d'ingresso

Resistenze

R1 = 22 k
R2 = 100 K
P1 = 47 k (50 k) potenziometro trimmer
P2...P7 = 47 k (50 k) potenziometro trimmer
P8 = 100 k Potenziometro lineare

Condensatori

C1 = 18 p
C2 = 100 p
C3 = 560 p
C4 = 100 n
C5 = 22 n

Semiconduttori

IC1 = 4093

Varie

S1 = Commutatore bipolare
S2 = Commutatore 2 vie, 6 posizioni.

mente u_{tb}, partendo dall'uscita dell'operazionale A1 e tramite la resistenza R11 dell'amplificatore d'ingresso Y (vedi figura 4.46 della descrizione della versione base).
A seconda della forma d'onda del segnale scelto il trigger lavora in modo più stabile con l'accoppiamento in continua oppure in alternata. Il condensatore di accoppiamento C1 può quindi venire escluso dal commutatore S2. Il segnale d'ingresso del trigger amplificato dall'operazionale IC1 raggiunge l'ingresso invertente del comparatore IC2.
La tensione di confronto del comparatore si può regolare con il potenziometro P1 "trigger level". Allorchè il segnale selezionato da S1 ragiunge la soglia di trigger, l'uscita del comparatore passa al livello logico "1" (vedi figura 4.66). Fintanto che il comparatore fornisce continuamente impulsi di trigger, resta acceso il LED D2 (trig.'d").
Il segnale d'uscita del trigger u_{tr} appartiene ai segnali d'ingresso del pilotaggio delle memorie a bucket brigade.
Sulla basetta del trigger si trova anche il potenziometro P2 "trace distance". Questo potenziometro non ha influenza sul trigger, ma viene montato qui solo per ragioni di spazio; della sua funzione si parlerà in seguito.
La basetta progettata per il trigger, sulla quale sono montati anche i due potenziometri "trigger level" e "trace distance", è mostrata in figura 4.69. Il commutatore S2 ("AC/DC") ed il condensatore C1 non si trovano su questa basetta. Per D2 si presta ottimamente un LED verde da 3 mm. Se questo LED viene saldato dal lato rame della basetta, verrà esattamente a corrispondere con il foro previsto allo scopo sul pannello frontale.

Base dei tempi d'ingresso

La base dei tempi di ingresso produce il segnale u_{sample}, la cui frequenza è doppia di quella con cui viene esplorato il segnale analogico d'ingresso al videoscopio e con cui viene scritto nella memoria bucket brigade. La figura 4.70 mostra il circuito della base dei tempi d'ingresso. Nella parte superiore di questa figura si vede l'oscillatore ad onda quadra CMOS. La frequenza di questo oscillatore si può regolare in modo grossolano con il commutatore a sei posizioni S2 ed in modo continuo con il potenziometro P1 ("time/div"). I trimmer P2.....P7 servono al successivo aggiustaggio delle singole portate. La frequenza generata da N1...N3 può variare da circa 32 kHz (S2 in posizione 6) a circa 1,6 MHz (S2 in posizione 1). Se ne parlerà in modo più esatto nel paragrafo "controlli" alla fine di questo articolo.
È già stato chiarito che il segnale u_{sample} generato dalla base dei tempi d'ingresso viene bloccato periodicamente dal segnale u_{ct}, in modo che la visualizzazione della curva sullo schermo cominci sempre al medesimo punto della curva stessa. Questo comportamento può venir annullato mediante il commutatore S1; se S1 è in posizione "free run", il sistema di trigger non è inserito.
Come sulla basetta del trigger, così anche sulla basetta della base dei tempi d'ingresso sono stati messi alcuni componenti che hanno una funzione diversa. Il monostabile formato dalla porta N4 ricava dal segnale u_{reset} il segnale u_x. Come rappresentato in figura 4.67, il fianco di salita di u_x determina l'inizio del ciclo di lettura. Esso si può sfasare rispetto all'impulso di reset mediante il potenziometro P8 "x-pos". I due segnali d'uscita della basetta della base dei tempi d'ingresso sono a loro volta segnali d'ingresso della basetta delle memorie.
Serigrafia delle piste e disposizione dei componenti della basetta della base dei tempi d'ingresso si ricavano dalla figura 4.71. Le istruzioni per la regolazione dei sei trimmer saranno date in un successivo paragrafo di questo articolo. Provvisoriamente questi potenziometri possono essere lasciati nella posizione mediana. L'unico componente che non si trova sulla basetta è il componente S1 ("trigger/free-run").

Basetta delle memorie

Già dallo "schema a blocchi delle basette" di figura 4.65 si può rilevare che la maggior parte dell'ampliamento trova posto sulla basetta delle memorie. Qui si trova la funzione "pilotaggio" il cui circuito si vede in figura 4.72a e le memorie a bucket brigade con i rispettivi circuiti elettronici ed i filtri passabasso (figura 4.72b).

Il pilotaggio è formato da un circuito logico digitale con integrati COS-MOS.
Come per la maggior parte dei circuiti di questo tipo, ad esso pervengono segnali d'ingresso in buon numero. Il numero dei segnali d'uscita è del pari considerevole. Dalla basetta principale arrivano i tre segnali di temporizzazione Q3, Q4 e Q11, come pure il segnale u_{reset}, che è presentato in forma diretta ed invertita. La base dei tempi d'ingresso fornisce i segnali u_x ed u_{sample}, che determinano l'inizio della lettura come pure la frequenza di scansione e di scrittura. Infine anche il segnale u_{tr}, dal quale dipende il momento di partenza del ciclo di scrittura, appartiene ai segnali d'ingresso del pilotaggio.
A partire dai suddetti segnali d'ingresso il pilotaggio produce i segnali di sincronismo Φ 1 e Φ 2 (tutti e due in forma diretta ed invertita) per le memorie a bucket brigade, ed anche il segnale u_m (ed $\overline{u_m}$) al quale compete la commutazione tra lettura e scrittura nelle memorie. A questi sei segnali se ne aggiungono altri due: u_{gate} per regolare la luminosità (vedi la descrizione della versione base) ed u_{et} che serve a bloccare l'oscillatore di clock della base dei tempi d'ingresso tra i cicli di lettura.
Il funzionamento del pilotaggio si può facilmente apprendere con l'aiuto del diagramma degli impulsi che appare in figura 4.67. In questo sono graficamente rappresentati quattro degli otto segnali d'ingresso e tutti i segnali d'uscita (parecchi tra i segnali d'ingresso e di uscita sono disponibili nel circuito anche in forma complementata).
Il segnale d'uscita u_m deve commutare il suo stato logico ad ogni impulso del segnale u_{reset}. Il segnale di reset, che proviene dalla basetta principale, segnala il cambio del raster; esso viene portato all'ingresso di sincronismo del flip-flop FF1, in modo che alle uscite Q e $\overline{Q}$ del suddetto flip-flop restino a disposizione i segnali d'uscita u_m ed $\overline{u_m}$.
Gli altri segnali rappresentati in figura 4.67 sono in rapporto con il ciclo di lettura della memoria. Quando u_x, il cui fianco di attacco è soltanto sfasato nel tempo rispetto ad u_{reset}, va al livello "1", il ciclo di lettura della memoria parte.
Per chiarire maggiormente come vanno le cose durante il ciclo di lettura, si devono considerare per prima cosa i due segnali di temporizzazione Q3 e Q4 come pure la funzione di IC5. IC5 è un contatore binario a 14 stadi tipo 4020. Il segnale di uscita viene però prelevato già all'uscita Q9 cosicchè questo contatore conta fino a 256. A seconda della posizione del commutatore S1, serve come segnale di ingresso il segnale da Q3 oppure da Q4 della basetta principale; questo segnale raggiunge l'ingresso di sincronismo di IC5 tramite la porta N9. Con S1 ("x-magnitude") in posizione 1 la frequenza di sincronismo del contatore è uguale alla frequenza del segnale a denti di sega u_{ref} sulla basetta principale. Questo ha come conseguenza che il ciclo di lettura di ciascuna memoria, il procedere del conteggio di IC5 e la rappresentazione per punti della curva procedono in sincronismo tra loro: ciascun valore che si trova nella memoria appare come un singolo punto sullo schermo.
Se però S1 è in posizione 2, all'ingresso di sincronismo di IC5 arriva il segnale Q4 la cui

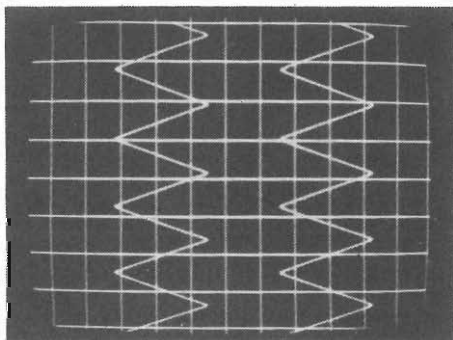
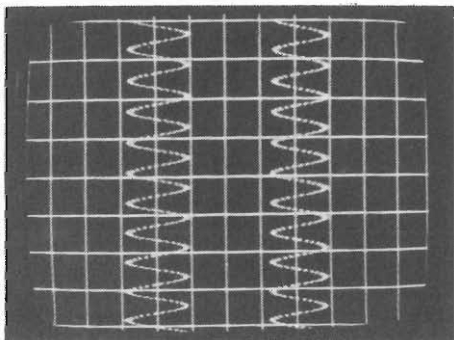
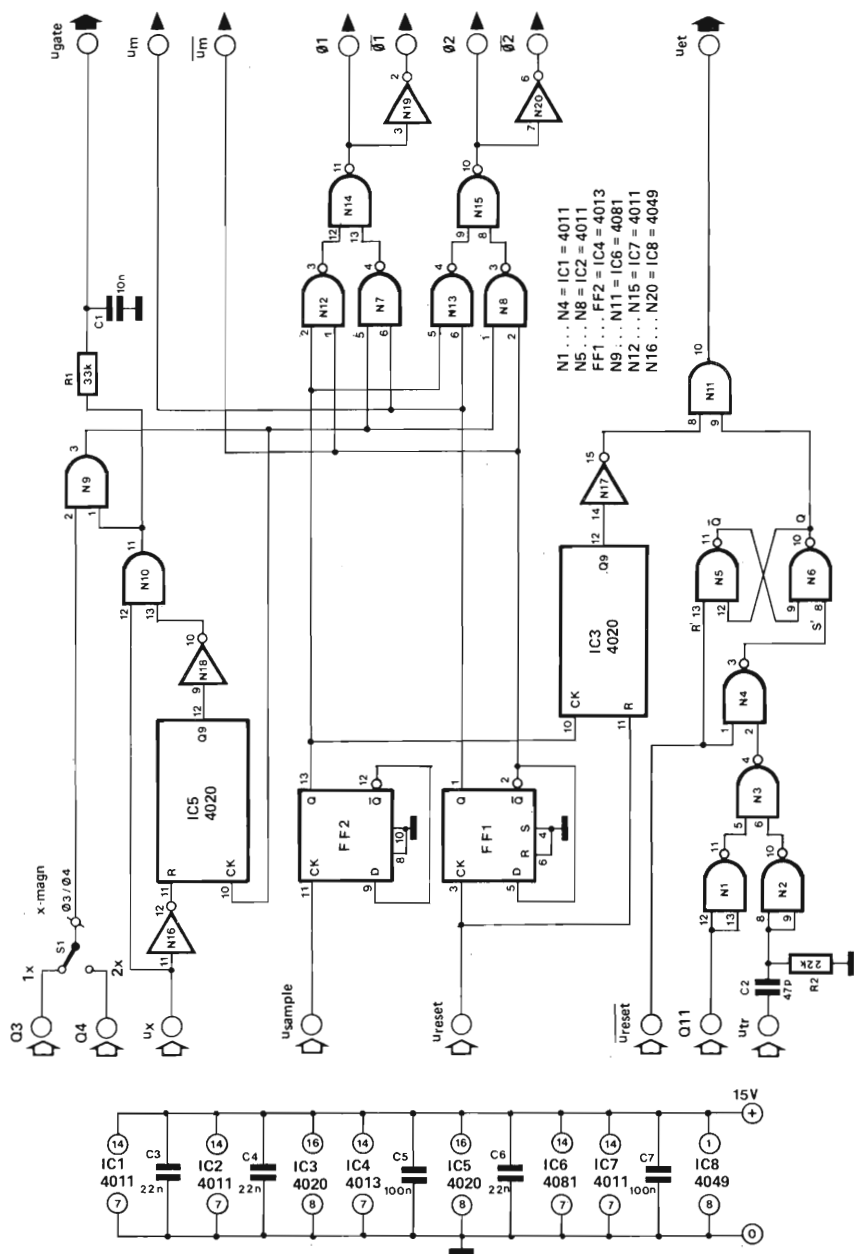



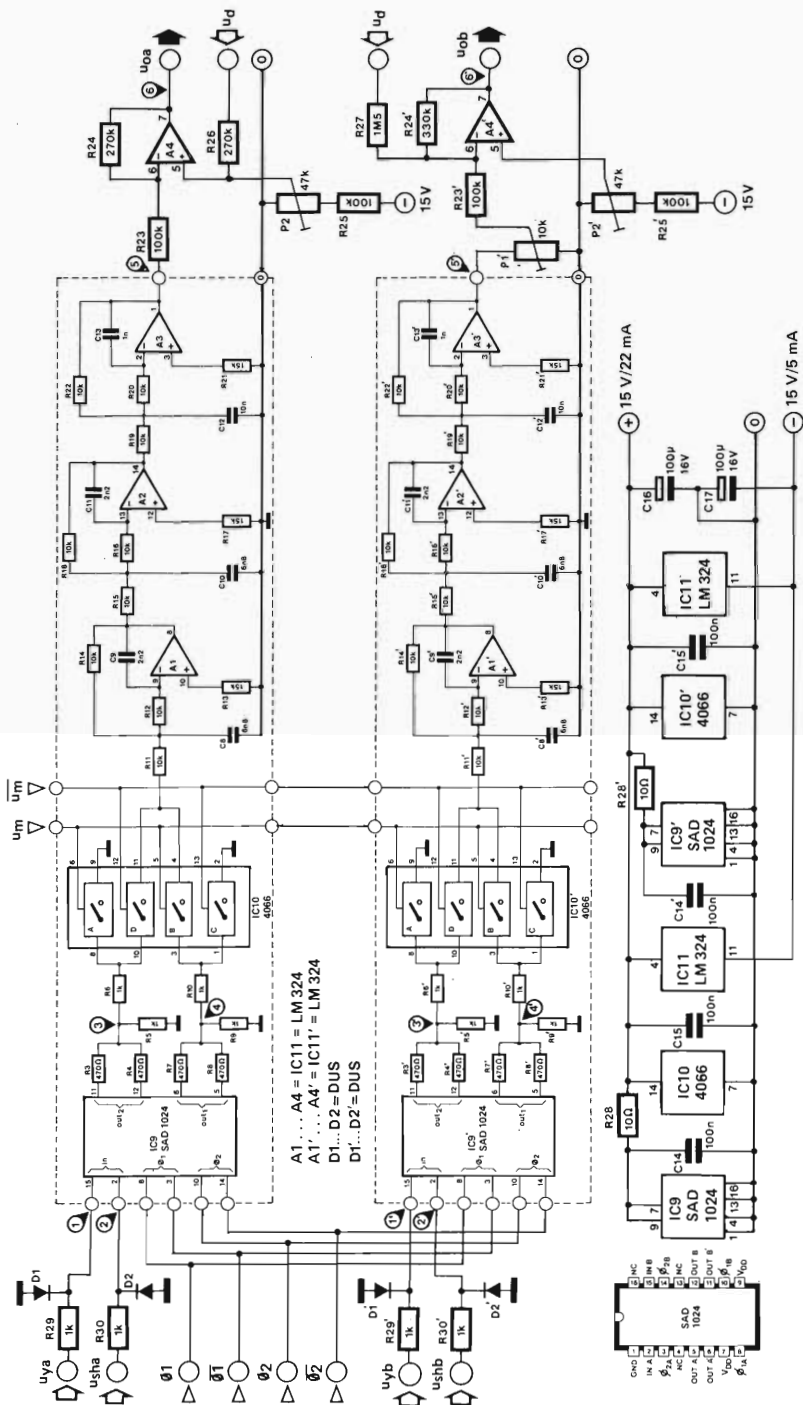
Fig. 4.72 Questa figura mostra i due circuiti che si trovano sulla "basetta delle memorie": il pilotaggio (4.72a) e le memorie bucket brigade con i commutatori elettronici ed i filtri passabasso (4.72b).

Nella figura 4.72b viene mostrata la versione a due canali; per la versione ad un canale non occorre l'inferiore delle due sezioni corniciate da una linea tratteggiata.

Tabella 1 Punti di misura della figura 4.72b

(Tensioni rilevate dopo taratura, vedi testo)

Punto di misura	Tensione	da regolare con
1, 1'	5,5 V	
2, 2'	5,5 V	P4 del corrispondente amplificatore d'ingresso
3, 3'	3 V	
4, 4'	3 V	
5, 5'	-3 V	
6, 6'	4 V	P2, P2'

Tabella 2 Modifiche alla versione base

Circuiti	basetta N°	pagina/figura	Componente	valore origin.	nuovo valore
amplif. d'ingresso	9968-1	4.46 e 4.47 pag. 91 e 92	R 10 R 23	22 k 220 k	5k6 2M2
basetta principale	9968-2	4.48c e 4.50 pag. 94 e 97	R 7 Montare un ponticello tra U_{gate} e +	470 Ω	220 Ω

frequenza è la metà di quella del segnale a denti di sega u_{ref}. In questo caso la memoria viene letta con velocità dimezzata; ogni valore appare ora sotto forma di due punti adiacenti sullo schermo. Il risultato è che la curva rappresentata sull'asse dei tempi risulta allargata di un fattore 2.

Durante il ciclo di lettura il segnale selezionato con S1 (Q3 oppure Q4) raggiunge, a seconda di u_m, tramite N7/N14 oppure tramite N8/N15, le uscite Φ 1 oppure Φ 2. N19 ed N20 fanno in modo che questo segnale rimanga a disposizione anche in forma complementata.

Dopo queste considerazioni preliminari si deve ora chiarire come avvengano i processi di pilotaggio: il segnale u_x è dapprima a livello "0" in modo che IC5 viene resettato ed il segnale Q3 (oppure Q4) risulta bloccato tramite N9. Non appena u_x passa ad "1" gli impulsi di Q3 e rispettivamente di Q4 raggiungono, tramite N9, l'uscita Φ 1 (oppure Φ 2) ed anche l'ingresso di sincronismo di IC5 indipendenza dallo stato del segnale u_m. Dopo che IC5 ha contato 256 impulsi, N9 viene bloccata tramite N10. In questo modo si ottiene che all'ingresso di sincronismo della memoria in lettura siano fatti arrivare esattamente 256 impulsi.

Durante il periodo di lettura occorre, sulla basetta principale, un altro segnale per la porta N15 del pilotaggio del bianco (vedi descrizione della versione base figura 4.48c). Questo segnale, u_{gate}, deve rimanere a livello "1" durante la lettura dei 256 valori analogici della memoria bucket brigade e restare a "0" durante il tempo restante.

Questa proprietà è già posseduta dal segnale che serve al bloccaggio della porta N9; esso viene quindi prelevato per lo scopo suddetto. Il circuito RC formato da R1/C1 compensa i ritardi provocati dai filtri passabasso che sopprimono il segnale di sincronismo contenuto nel segnale di uscita dalle memorie.

La scrittura di nuove informazioni nell'altra

Tabella 3 - Connessioni alla basetta della versione ampliata

Filo o trecciola

Segnale/ tensione	da	a	osservazioni
u_{sync}	basetta principale	miscelatore video intensità del segnale e del reticolo	
u_{cal}			
u_{w}			
u_{tb}/u_{f}	basetta principale	basetta principale	ponticello sulla basetta principale
u_{x}	base dei tempi d'ingresso	basetta memorie	
u_{sample}			
u_{reset}	basetta principale	base dei tempi d'ingresso	
u_{reset}	basetta principale	basetta memorie	
u_{gate}	basetta principale	basetta memorie	
u_{reset}			
Q 11			
u_{et}	base dei tempi d'ingresso	commutatore "free run"	
u_{et}	commutatore "free run"	basetta memorie	
0 V	tutte le basette		
0 V	miscelatore video (intensità segnale e reticolo)	LED D3	
0 V	trasformatore	alimentatore	carcassa trasformatore collegata a massa
+ 15 V	tutte le basette		Ra, Rb, Ca, Cb
+ 15 V	miscelatore video (intensità segnale e reticolo)	LED D3	tramite R7
+ 15 V	base dei tempi d'ingresso	commutatore "free run"	
− 15 V	Tutte le basette il modulatore TV		
2 x 18 V	trasformatore	basetta alimentatore	
220 V	ingresso 220 V	trasformatore	tramite fusibile ed interruttore principale

memoria procede in modo analogo. Un impulso del segnale $\overline{u_{reset}}$ resetta il flip-flop RS N5/N6, in modo che la sua uscita Q passi a livello logico "0"; quindi anche il segnale u_{et} è a "0". Poichè dopo l'impulso di reset anche il segnale Q11 è "0" la porta N3 lascia passare gli impulsi che arrivano tramite N2. Il circuito R2/C2 differenzia i fianchi di attacco del segnale u_{tr}; l'uscita di N3 passa quindi per un breve tempo ad "1". Con questo "1" viene settato il flip-flop RS N5/N6. In altre parole: l'uscita Q del flip-flop N5/N6 passa al livello "1" al primo fianco positivo del segnale u_{tr} che segue l'impulso di reset. Il

Continuazione dalla Tabella 3

Segnale	da	a	osservazioni
u_{ia}	ingresso y_a	amplificatore d'ingresso y_a	tramite commutatore AC/DC
u_{ib}	ingresso y_b	amplificatore d'ingresso y_b	tramite commutatore AC/DC
u_{ya}	amplificatore d'ingresso y_a	basetta memorie	
u_{sha}			
u_{yb}	amplificatore d'ingresso y_b	basetta memorie	
u_{shb}			
u_{ta}	amplificatore d'ingresso y_a	circuito trigger	
u_{tb}	amplificatore d'ingresso y_b	circuito trigger	
u_d	circuito trigger	basetta memorie	
u_{tr}	circuito trigger	basetta memorie	
"ext trigger"	ingresso del trigger esterno	circuito trigger	
S2 (AC/DC trigger)	circuito trigger	commutatore	due collegamenti (vedi Fig. 4.74)
u_{ca}/u_{ya}	basetta memorie	basetta principale	
u_{ob}/u_{yb}			
u_{video}	miscelatore video (intensità del segnale e del reticolo)	modulatore TV	
u_{video}	modulatore TV	uscita video	
VHF/UHF	modulatore TV		
Q_3	basetta principale	commutatore "x-magn"	
Q_4			
Q_3/Q_4	commutatore "x-magn"	basetta memorie	

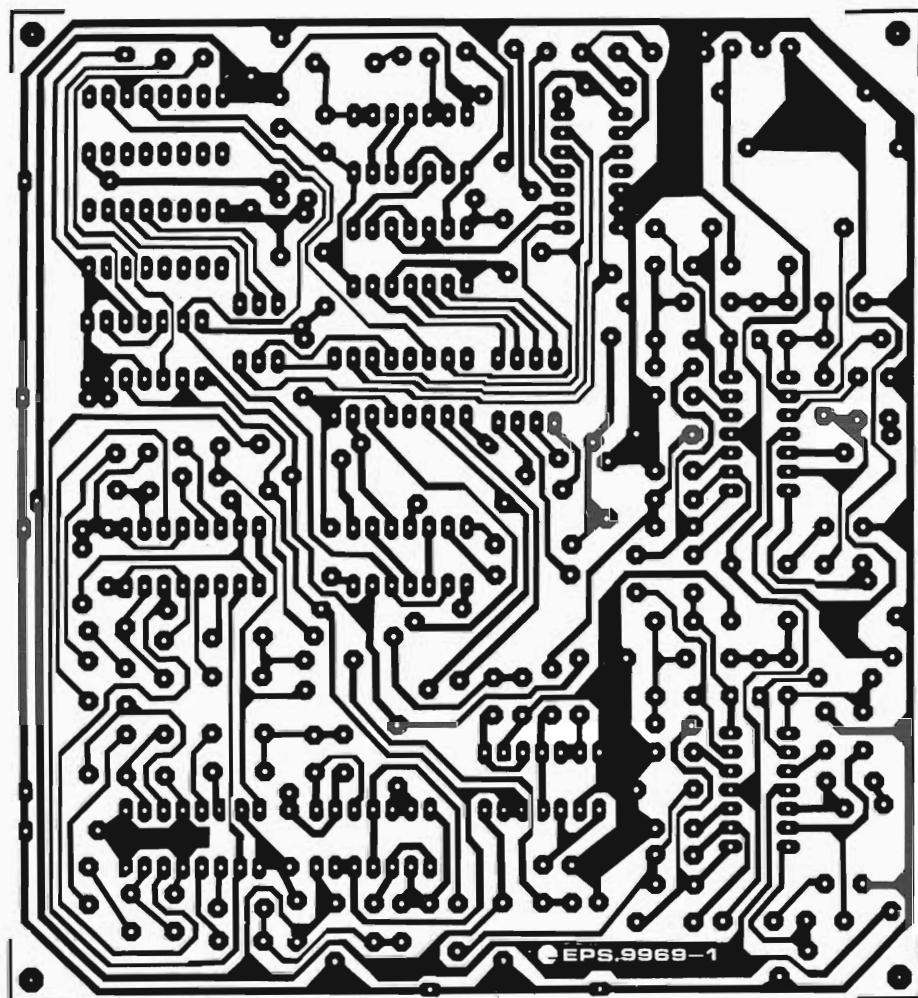
segnale di uscita dalla porta N11 (u_{et}) passa anch'esso ad "1", cosicchè si avvia l'oscillatore della base dei tempi di ingresso (figura 4.70). Il suo segnale di uscita u_{sample} serve, dopo una divisione per due nel flip-flop FF2, da segnale di sincronismo di scrittura per le memorie bucket brigade. Il suddetto segnale raggiunge l'uscita Φ 1 o Φ 2 a seconda dello stato di u_m. Anche in questo caso il contatore IC3 conta 256 impulsi; subito dopo il segnale u_{et} passa a "0" così che l'oscillatore della base dei tempi di ingresso si arresta determinando la fine del ciclo di scrittura.
In assenza dell'impulso di trigger (u_{tr}) il ciclo di scrittura viene avviato dal segnale Q11 che passa a livello logico "1" a metà del suo periodo. La scrittura procede quindi nel funzionamento "free-run" fino a che incontra il primo impulso di trigger.
La descrizione del pilotaggio è così conclusa; si deve ancora considerare la restante parte della basetta di memoria nella quale sono contenute anche le memorie bucket brigade (figura 4.72b).
Le parti del circuito circondate da una linea tratteggiata sono identiche. Se il videoscopio viene costruito ad un solo canale, scompare la seconda unità.
Il componente più importante è IC9 che

contiene due memorie bucket brigade tra loro indipendenti contenenti ciascuna 512 celle. $\Phi 1$ e $\overline{\Phi 1}$, sono i segnali di sincronismo della prima memoria e $\Phi 2$ - $\overline{\Phi 2}$ lo sono della seconda. Fondamentalmente si può immettere nei due ingressi analogici lo stesso segnale. In questo caso però u_y ed u_{sh} (sh sta per shifted ossia "fatto scivolare") non sono perfettamente identici. Come si può ricavare dallo schema dell'amplificatore di ingresso (figura 4.46 della descrizione della versione base). Le ampiezze del segnale e le componenti continue ad esse sovrapposte possono differire nei due segnali. In questo modo si possono compensare piccole differenze tra le due memorie, come già descritto nel paragrafo "Tarature".
Ciascuna delle memorie integrate in IC9 fornisce due segnali d'uscita. Riunendo i due segnali per mezzo di una rete resistiva, già si sopprime ottimamente il segnale di sincronismo in essi contenuto. Il segnale della memoria che si ricava nel ciclo di lettura viene passato ai successivi filtri passabasso tramite il commutatore elettronico (IC10) pilotato dal segnale u_m: il segnale non necessario viene cortocircuitato a massa.
Il filtro formato da A1...A3 è un passabasso del sesto òrdine con una frequenza limite di circa 2,5 kHz. Questa corrisponde alla massima frequenza che normalmente deve elaborare la versione base del videoscopio. Al termine della catena (punto 5) appare un segnale analogico allargato nel tempo che viene visualizzato allo stesso modo che nella versione base. A4 amplifica questo segnale di circa 3 volte; inoltre viene aggiunta ad esso una componente continua regolabile con P2. Come risultato si ha il segnale u_o che rimane al posto del segnale d'ingresso della versione base.
Il canale B si distingue dal canale A solo per una piccola differenza: il guadagno di A4' è leggermente maggiore di quello di A4 (R24'

Tabella 4

Assorbimento di corrente (mA)

circuito	basetta N°	+ 15V	— 15V
amplificatore d'ingresso	9968-1*	5 ... 9	5 ... 7
basetta principale	9968-2	45	20
miscelatore video	9968-3	9	--
basetta delle memorie	9969-1	22	5
circuito di trigger	9969-2	25	20 ... 25
base dei tempi d'ingresso	9969-3	20--	
modulatore TV VHF/UHF	9967	15	--
circuito di sincronizzazione	9968-4**	--	

**necessari due pezzi per la versione a due canali*
***necessario solo per la versione base*

Elenco dei componenti della basetta delle memorie

Resistenze

R1 = 33 k
R2 = 22 k
R3,R3',R4,R4',R7,R7'
R8,R8' = 470 Ω
R5,R5',R6,R6',R9,R9',
R10,R10',R29,R29',
R30,R30', = 1 k
R11,R11',R12,R12',
R14...R16,R14'...R16',
R18...R20,R18'...R20',
R22,R22' = 10 k
R13,R13',R17,R17',
R21,R21', = 15 k
R23,R23',R25,R25',
R24,R26 = 270 k
R24' = 330 k
R27 = 1M5
R28,R28', = 10 Ω
P1' = 10 k potenziometro trimmer
P2,P2', = 47 k (50 k) potenziometro trimmer

Condensatori

C1,C12,C12' = 10 n
C2' = 47 p
C3,C4,C6 = 22 n
C5,C7,C14,C14'
C15,C15' = 100 n
C8,C8',C10,C10', = 6n8
C9,C9',C11,C11' = 2n2
C13,C13'' = 1 n
C16,C17 = 100 μ/16 V

Semiconduttori

D1,D1',D2,D2', = DUS
IC1,IC2,IC7 = 4011
IC3,IC5 = 4020
IC4 = 40113
IC6 = 4018
IC8 = 4049
IC9,IC9', = SAD 1024 (Reticon)
IC10,IC10', = 4066
IC11,IC11', = LM 324

Varie

S1 = Commutatore unipolare

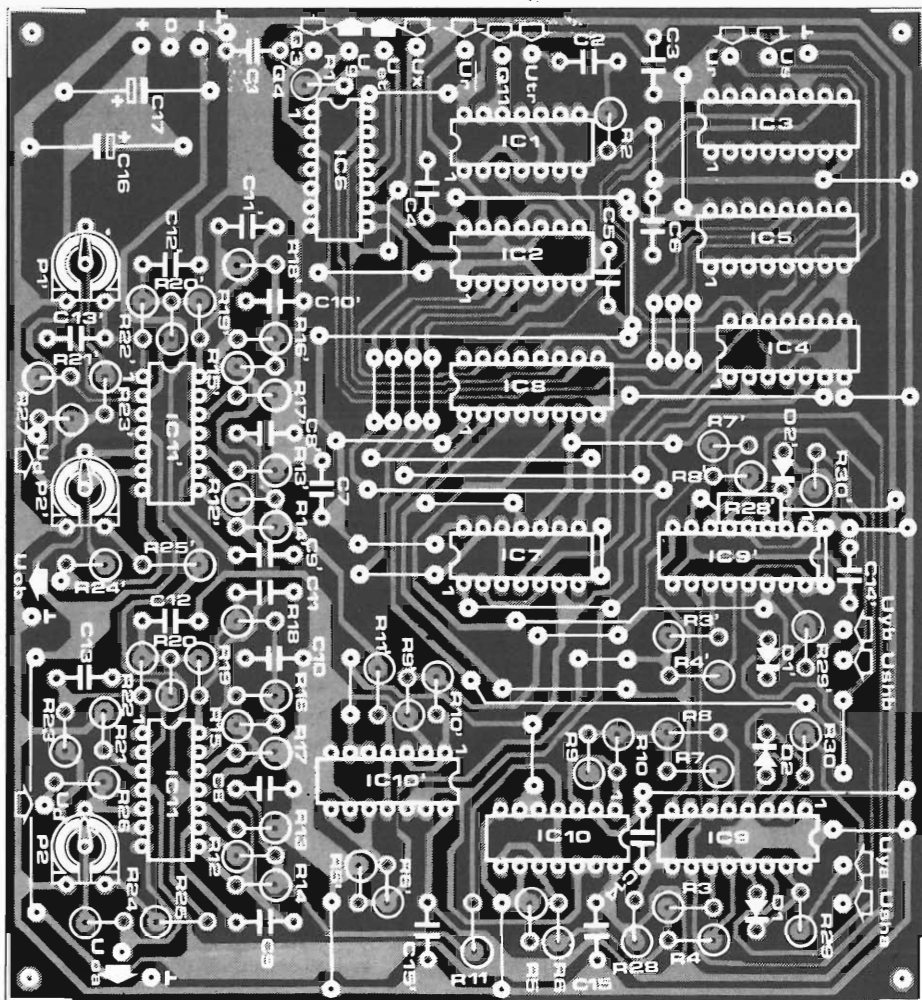



Fig. 4.73 La "basetta delle memorie". Per i ponticelli occorre usare filo isolato per evitare cortocircuiti. Le resistenze sono da montare in posizione verticale in modo da mentenere nei limiti l'ingombro della basetta.

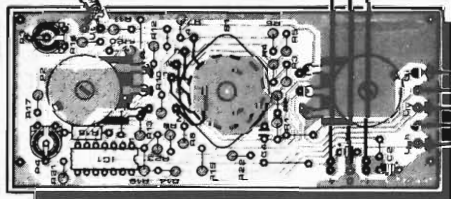
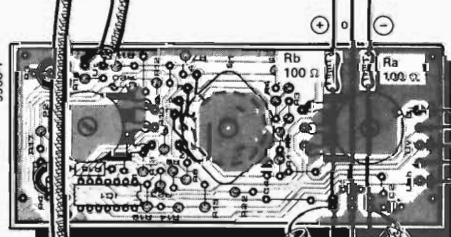



Fig. 4.74 Questa figura è riportata nella pagina successiva e illustra lo schema del cablaggio per il videoscopio completo nella versione ampliata. La tabella 3 contiene la disposizione di tutti i collegamenti.

Basetta principale
9968-1
Alimentatore
9968-5
Modulatore TV
9967
Basetta delle memorie
VHF/UHF
Video
F
100 mA

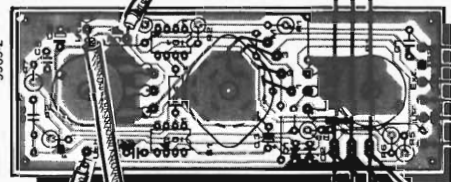
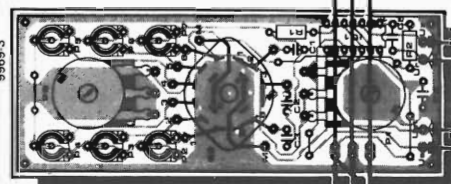
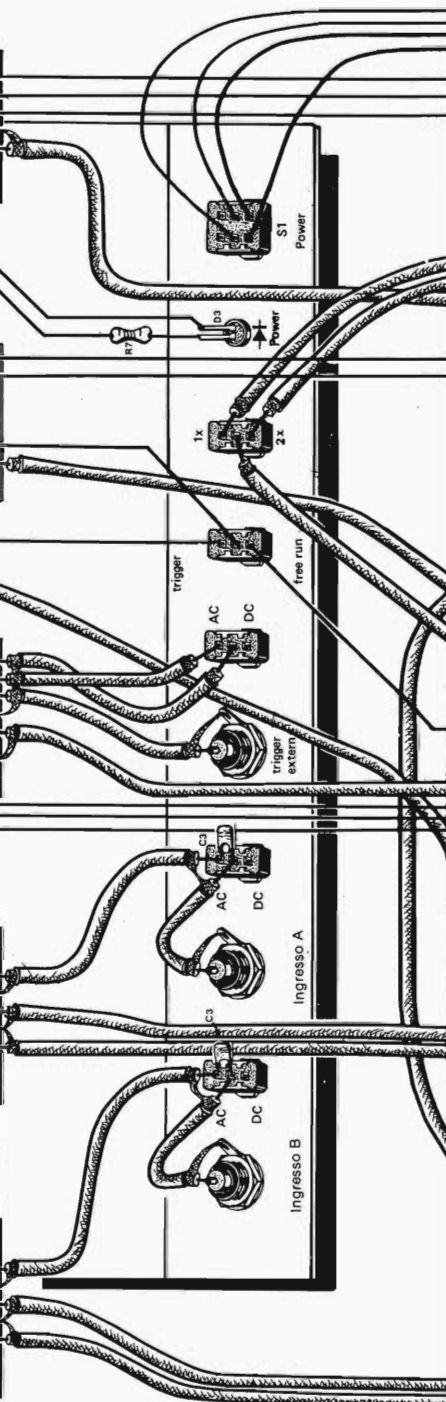
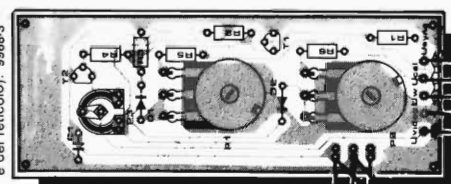
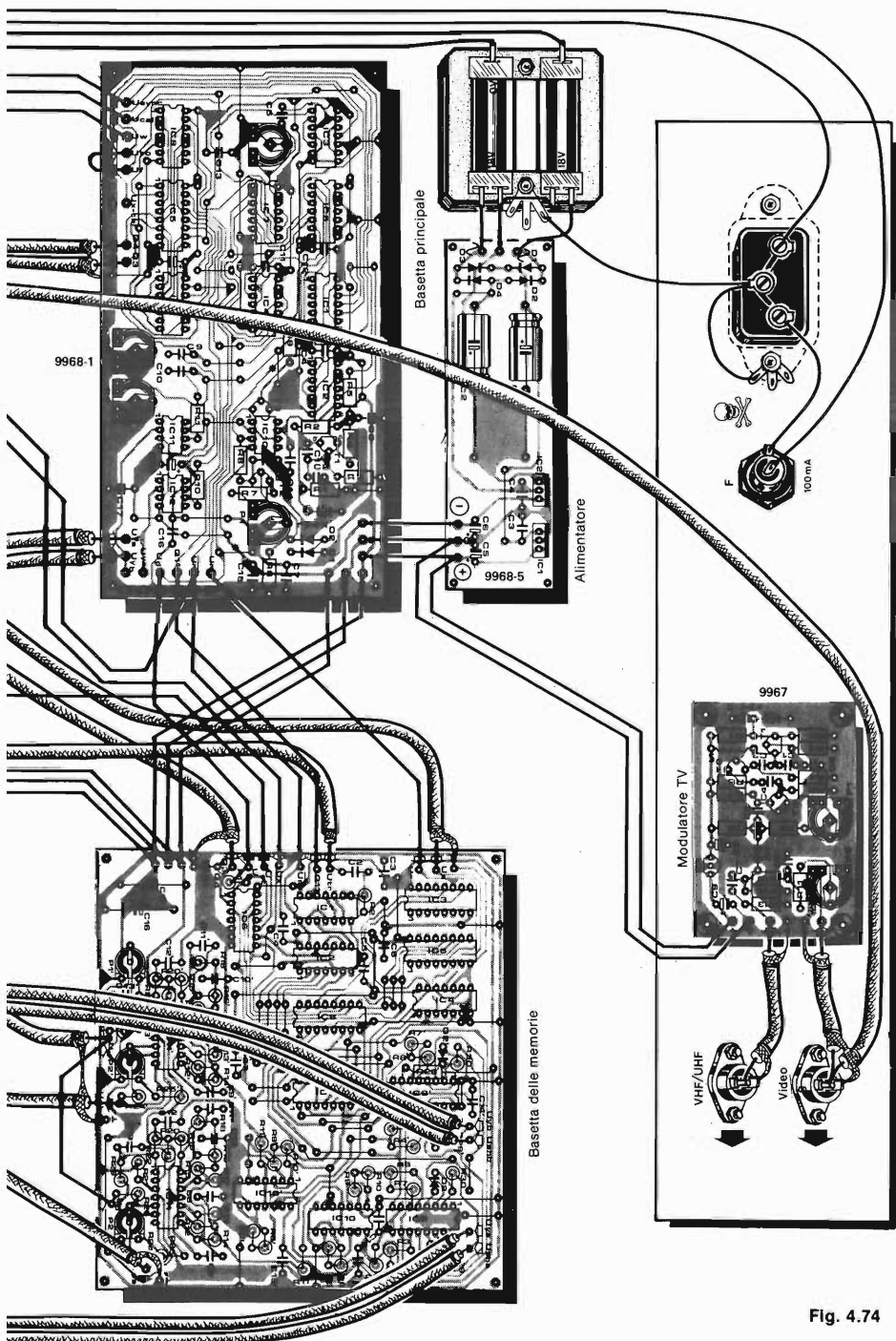
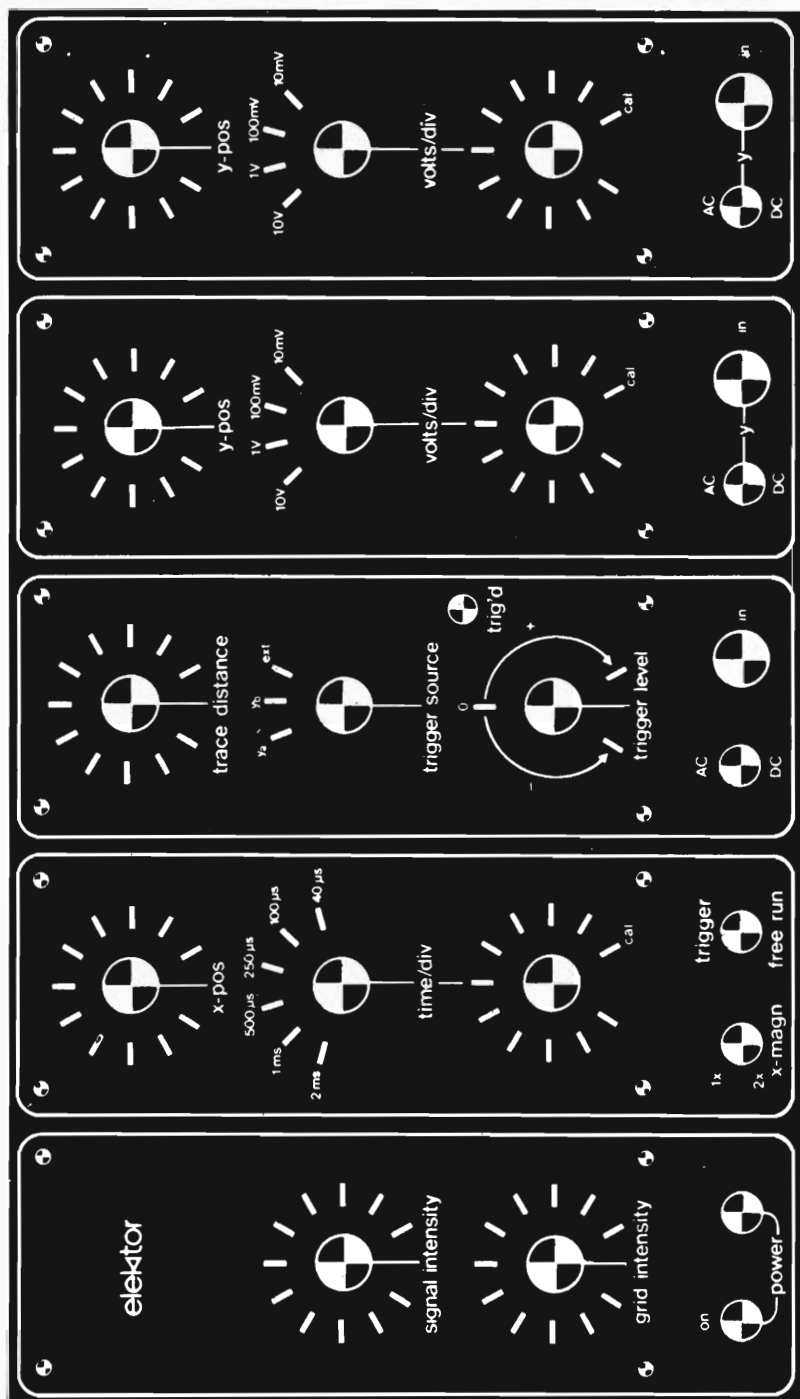



Fig. 4.74

Fig. 4.75 Pannello frontale per la versione ampliata del videoscopio. La tabella 6 fornisce brevi cenni sulla funzione dei singoli comandi

ha un valore maggiore di R24). L'ampiezza del canale B può essere però aggiustata con il potenziometro supplementare P1'. Con questo potenziometro si possono quindi compensare eventuali differenze nelle ampiezze dei segnali d'uscita dal canale A e dal canale B. I potenziometri P2 e rispettivamente P2' servono per l'adattamento del segnale d'uscita alla tensione di riferimento a denti di sega della versione base.
Non è stata ancora chiarita la funzione del potenziometro P2 in figura 4.68 "trace distance". La tensione continua prelevata al cursore di questo potenziometro (u_d) raggiunge, tramite R26 e rispettivamente R27 di figura 4.72b, l'ingresso non invertente di A4 e l'ingresso invertente di A4'. Tanto maggiore viene regolato il valore di u_d, tanto più si allontanano tra loro le curve del canale A e del canale B sullo schermo. Ad una delle estremità di P2 le due curve si sovrappongono, mentre con P2 a fine corsa dalla parte opposta queste si spostano vicino al margine inferiore e rispettivamente superiore del quadro.
I circuiti rappresentati in figura 4.72 sono montati sulla basetta delle memorie, della quale in figura 4.73 è data la serigrafia delle piste e la disposizione dei componenti. Poichè su questa basetta di relativamente piccole dimensioni deve essere montato un gran numero di componenti e poichè si è rinunciato alla costosa versione a doppia faccia incisa, occorre prendere alcune precauzioni nel montaggio. Per i ponticelli si deve usare filo per collegamenti isolato per escludere cortocircuiti con i terminali dei componenti. Inoltre le resistenze devono essere montate verticali, a differenza di quanto si fa nella maggior parte delle basette di Elektor. Occorre inoltre far attenzione che i fili di collegamento non vengano in contatto con le resistenze adiacenti. Il commutatore S1 "x-magnitude" non si trova sulla basetta, come si può rilevare dalla figura 4.73. I componenti contrassegnati da un apostrofo ' appartenenti al canale B hanno, salvo una eccezione, gli stessi valori degli omologhi componenti del canale A: l'eccezione è R24 del canale A che ha il valore di 270 k, mentre R24' del canale B ha il valore di 330k; inoltre il potenziometro trimmer P1' è previsto solo nel canale B. Se la versione ampliata del videoscopio viene costruita ad un solo canale, vnno eliminati tutti i componenti del canale B.
Per scopi di prova, come pure per la ricerca di eventuali errori, in tabella 1 sono riportati i valori nominali delle tensioni che si devono ritrovare su diversi punti del circuito. Altri dettagli si troveranno nel paragrafo "tarature" alla fine dell'articolo.

Ancora una volta: la versione base

Nelle minuziose prove cui sono stati sottoposti diversi campioni della versione ampliata del videoscopio si sono rilevate qua e là delle irregolarità nel funzionamento delle memorie bucket brigade. Questi fenomeni si notano appena, o non avvengono, ad elevate

Tabella 5

Dati di regolazione per la base dei tempi d'ingresso

tempo/div	trimmer	segnale	N°piedino di IC5 sulla basetta principale	segnale frequenza	segnale periodo	unità di reticolo	fsample
2ms	P7	Q8	13	480 Hz	2,08 ms	1,0	31,98 kHz
1ms	P6	Q7	4	960 Hz	1,04 ms	1,0	63,96 kHz
500 μs	P5	Q6	2	1,92 kHz	520 μs	1,0	127,9 kHz
250 μs	P4	Q5	3	3,84 kHz	260 μs	1,0	255,8 kHz
100 μs	P3	Q5	3	3,85 kHz	260 μs	2,6	639,6kHz
40 μs	P2	Q3	6	15,38 kHz	65 μs	1,6	1599 kHz

Fig. 4.76 La dinamica delle memorie a bucket brigade è limitata dimodochè le tensioni d'ingresso a grande ampiezza vengono clippate, come chiaramente risulta dalla figura.

ampiezze di segnale. Per questo motivo il circuito base è stato leggermente modificato. Le modifiche sono necessarie solo se il circuito base ed il circuito di ampliamento devono essere combinati nella versione ampliata; in caso diverso non occorrono. Come mostra la tabella 2 vengono cambiati i valori di tre resistenze; due di esse (rispettivamente 4 per la versione a due canali Y) si trovano nell'amplificatore d'ingresso Y, la terza sulla basetta principale. Queste resistenze sono anche comprese nell'elenco dei componenti. Il provvedimento descritto porta ad un aumento dell'ampiezza d'uscita dagli amplificatori Y, ed a questa viene inoltre adeguata l'ampiezza della tensione di riferimento a denti di sega. La modifica ha però per conseguenza una leggera diminuzione della banda passante: la diminuzione della risposta a 100 kHz è di 6 dB anzichè di 3 dB.

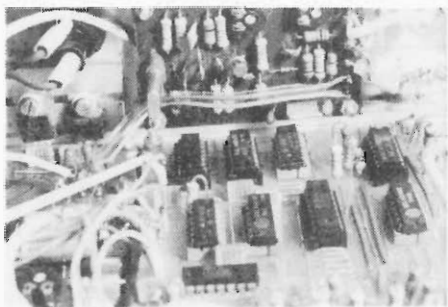



Fig. 4.77 Sguardo all'interno di uno strumento campione. Nel terzo sinistro della figura si vedono e regolatori di tensione dell'alimentazione, montati sul pannello posteriore.

Costruzione

Le basette descritte in questo articolo formano con la basetta principale la versione ampliata del videoscopio. Per facilitare gli acquisti è stata preparata una lista dei componenti diversi per categoria. Per la versione ampliata sono necessarie 146 resistenze, 10 Potenziometri, 20 trimmer resistivi, 82 condensatori, 34 integrati, 24 semiconduttori, 11 commutatori, nonchè alcuni componenti elencati nella categoria "varie".
In una delle colonne dell'elenco dei componenti si trova il numero di esemplari di ciascun componente necessari per la versione ampliata completa (compresa la versione base ed il modulatore TV VHF/UHF). Una seconda colonna indica il numero di pezzi necessari solo per i circuiti di ampliamento. Tutti i dati di questa lista si riferiscono alla versione a due canali.
La figura 4.74 mostra un piano di cablaggio per il videoscopio completo nella versione ampliata. Le basette sono disposte in modo da corrispondere al frontale rappresentato in figura 4.75. La tabella 6 raccoglie gli elementi circuitali che si trovano sul pannello frontale, descrivendone la funzione.
Già nella descrizione della versione base sono stati dati consigli e suggerimenti per la sistemazione meccanica; essi valgono anche per la versione ampliata. Anche qui è consigliabile schermare, per esempio con lastra ramata per circuiti stampati, i gruppi funzionali sensibili ai disturbi (amplificatori d'ingresso, sistema di trigger, base dei tempi d'ingresso e miscelatore video.
Naturalmente non si deve dimenticare di collegare a massa le superfici metalliche.
In tabella 3 sono elencati uno per uno i collegamenti cablati tra le varie basette. Per non formare delle spire di ronzio, le calze esterne dei cavi schermati devono essere collegate a massa solo ad una delle loro estremità.
Come si può vedere in figura 4.74, le tensioni

Tabella 6

Funzioni dei comandi			
Funzione	**designazione**	**figura N°**	**osservazioni**
power	S1	B 4.58	Interruttore principale acceso/spento
signal intensity	P1	B 4.51	Luminosità della traccia
grid intensity	P2	B 4.51	Luminosità del reticolo di calibrazione
x-pos	P8	A 4.70	Posizione della traccia sull'asse X
time/div*	S2/P1	A 4.70	Tempo di deflessione per unità di reticolo
x-mag	S1	A 4.72a	"1x" Il valore time/div vale come scritto "2x" il valore time/div va moltiplicato per 2
trigger/free run	S1	A 4.70	Trigger automatico/trigger manuale in mancanza di segnale di trigger
trigger source	S1	A 4.68	Commutatore per la scelta del segnale di trigger
trig'd	D2 (LED)	A 4.68	Spia del segnale di trigger
trigger	P1	A 4.68	Soglia di sgancio dei segnali del generatore di trigger
trace distance	P2	4.68	Posizione dei segnali sullo schermo.
y-pos	P2	B 4.46	Posizione dei segnali in direzione Y
volts/div*	S1/P1	B 4.46	Equivalenza dell'ampiezza
AC/DC	S2	B 4.46, A 4.68	accoppiamento in continua od in alternata del segnale d'ingresso

"B" si riferisce alla versione base, "A" alla descrizione dell'ampliamento; la cifra esprime il numero della figura del corrispondente articolo.

** Questi valori si devono rilevare direttamente solo quando il rispettivo potenziometro sia in posizione "cal".*

di alimentazione dei due amplificatori d'ingresso sono disaccoppiate per mezzo delle resistenze Ra (rispettiv. Rb) da 100 Ω e dei condensatori elettrolitici Ca (rispettiv. Cb) da 220 μ, 16V. Questi componenti sono, come si vede dalla figura, montati separati dalla basetta.
Facendo un confronto con il cablaggio della

versione base (figura 4.60 della relativa descrizione), si nota che manca l'uscita di reset. Questa è superflua nella versione ampliata a motivo della prevista possibilità di triggeraggio.
Se la versione base viene ampliata in un secondo tempo,non bisogna naturalmente eliminare l'uscita di reset.
I due regolatori di tensione dell'alimentazione devono essere sufficientemente raffreddati. Si consiglia di fissarli al pannello posteriore, (isolandoli dal medesimo!) in modo che il calore disperso venga portato in massima parte all'esterno del mobiletto. Questo ha i seguenti principali motivi: delle prove hanno dimostrato che la funzionalità della memoria bucket brigade potrebbe essere disturbata aumentandone la temperatura. In ogni caso questo effetto si è verificato solo su alcuni esemplari. Il regolatore di tensione del modulatore UHF-VHF non ha bisogno di essere raffreddato.
La tabella 4 è un ulteriore aiuto alla costruzione ed al collaudo del videoscopio. In questa tabella sono elencate le correnti assorbite dai singoli moduli. L'assorbimento totale di corrente del videoscopio (versione ampliata, a due canali, e comprensiva di modulatore VHF/UHF) è di circa 150 mA nel ramo positivo della tensione a 15V, e di 55 mA nel ramo negativo.
Prima di metterlo per la prima volta in servizio occorre fare un controllo finale delle piste di rame, delle basette e dei collegamenti cablati, per individuare eventuali cortocircuiti. Per partire del tutto sicuri si possono collegare le tensioni di alimentazione ad una basetta dopo l'altra. Allo scopo si dissaldano i collegamenti alla basetta dell'alimentatore e si controllano pre prima cosa le due tensioni d'uscita (+15 V e -15 V).
Si può ora misurare l'assorbimento dei singoli gruppi, e confrontarlo con i dati di tabella 4. Differenze fino a 10% non devono far stare in pensiero. Se tutte le misure sono soddisfacenti, si può procedere all'ultima operazione: la taratura.

Pretarature

Nonostante la presenza di ben venti potenziometri trimmer, la taratura del videoscopio non è eccessivamente difficile. Per l'esecuzione delle regolazioni occorre solo uno strumento universale con resistenza interna di almeno 20 kΩ/V.
Il primo passo coincide con la già descritta procedura di messa a punto della versione base. Se si deve ampliare una versione base già funzionante, le modifiche al circuito di tabella 2 richiedono l'ulteriore registrazione del potenziometro P1. Come questo avvenga sarà detto in seguito, insieme con le regolazioni dei circuiti di ampliamento. Rimangono del resto invariate le regolazioni del circuito base fino ai potenziometri P3 e P4 degli amplificatori d'ingresso.
I due trimmer elencati per ultimi non hanno, in assenza dell'ampliamento, alcuna funzione.
Dopo la regolazione del circuito base segue la regolazione provvisoria di P4 negli amplificatori d'ingresso. Non occorre allo scopo un segnale Y. Il commutatore "volt/div" viene posizionato a 10 V, ed il relativo potenziometro al finecorsa orario ("cal"); inoltre il commutatore AC/DC va posizionato su AC.
P3 e P4 devono provvisoriamente stare nella posizione mediana. La tensione al punto 1 (rispettiv. 1') della basetta delle memorie deve essere subito dopo regolata con il potenziometro "y-pos" a 5,5 V.
Il trimmer P4 va regolato in modo che anche al punto 2 (2') si possano misurare 5,5V.
Si può ora controllare se le memorie funzionano in modo corretto. Allo scopo si pone il potenziometro "trace distance" al finecorsa antiorario, il commutatore "time/ div" a 500 μs, ed il relativo potenziometro al fine corsa orario ("cal"). Il commutatore "trigger/free run" deve essere in posizione "free run". Tutti i trimmer della basetta della base dei tempi d'ingresso devono essere portati in posizione mediana. Le tensioni ai punti 3 e 4 (3' e 4') del circuito devono ora essere sui 3V. Inoltre le tensioni devono variare di circa 1V nella corsa completa di regolazione del potenziometro "y-pos" (per esempio tra 2,5 e 3,5V).
Se questo fatto si verifica, le due memorie funzionano in modo corretto.
Il passo successivo consiste nel misurare la tensione al punto 5 (5'), che deve essere pres-

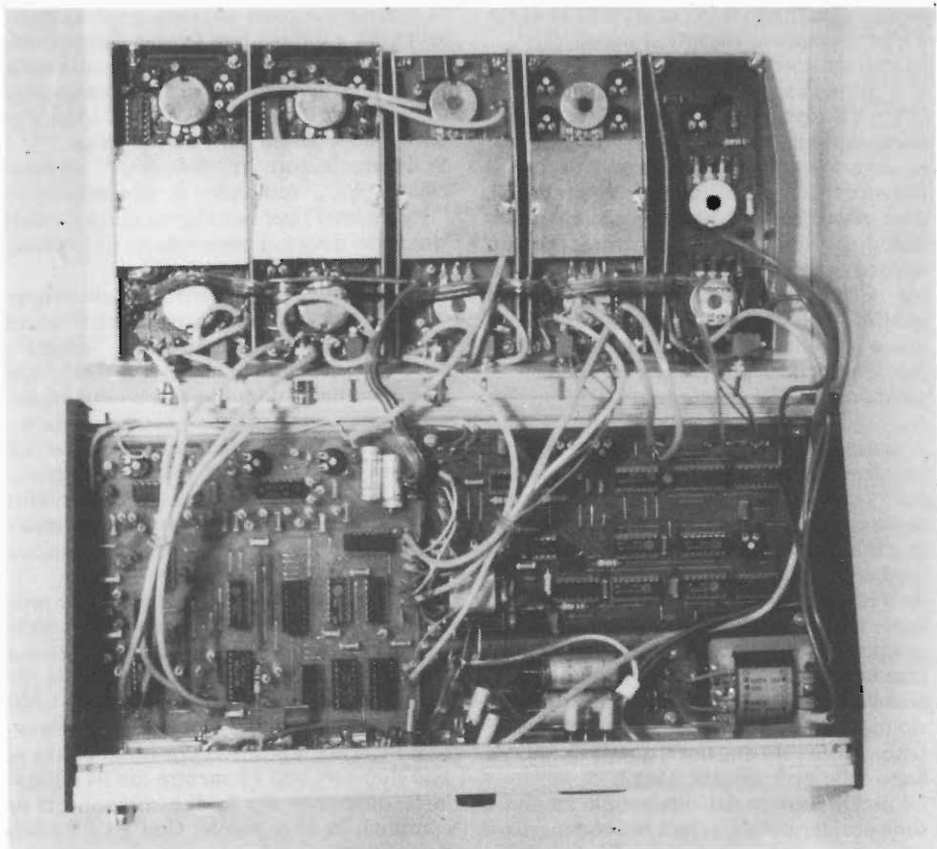



Fig. 4.78 Apparecchio completamente montato con tutti i cablaggi e le schermature.

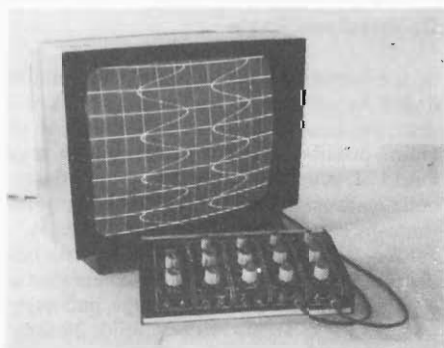
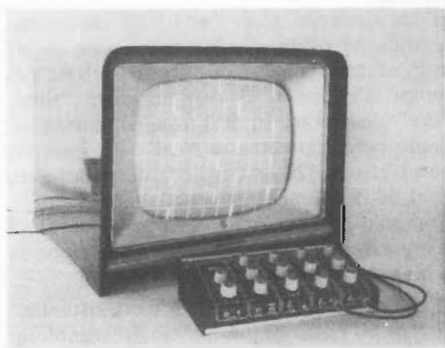



Fig. 4.79 Un segnale ad onda quadra a 10 kHz sullo schermo di un televisore già un pò anzianotto, ed un segnale sinusoidale a 20 kHz visualizzato da un apparecchio moderno.

sapoco uguale alle tensioni ai punti 3 e 4 (3' e 4'), però negativa rispetto a massa.
Sucessivamente si misuri la tensione al punto 6 (6') e la si ponga a + 4V regolando P2 (P2'). P1' rimane provvisoriamente in posizione mediana.
Si deve ora collegare il videoscopio con il ricevitore TV. P1 sulla basetta principale deve essere ruotato fintanto che appaiono delle linee verticali sullo schermo, che non appartengano al reticolo di misura. Di norma, nella versione a due canali, sono visibili quattro linee. Può anche accadere però che una o più linee si trovino fuori dallo schermo. Questa difficoltà può essere rimossa regolando P2 (P2') sulla basetta delle memorie.
A ciascuno dei due canali Y appartengono due di queste linee. Se si ruota il potenziometro "y-pos" di uno dei canali, la corrispondente coppia di righe si sposta sullo schermo di circa quattro divisioni (circa metà della larghezza dello schermo). La posizione Y deve essere regolata in modo che le coppie di linee stiano nella posizione mediana del campo nel quale è possibile muoverle. Con il trimmer P4 (P4') si portano le due linee di ciascun canale a sovrapporsi tra loro; in questo modo, nella versione a due canali risultano visibili solo due linee; queste saranno le linee dello zero dei due canali.
Le preregolazioni del videoscopio ampliato sono così terminate; si può ora cominciare a procedere con la regolazione finale.

Calibrazione finale

Se si è costruito il videoscopio nella versione a due canali Y, bisogna portare la linea di zero del canale B provvisoriamente il più vicino possibile al margine del quadro, regolando il potenziometro P2' (sulla basetta delle memorie). Per i successivi passi prenderemo in considerazione solo il canale A.
Prima della serie è la regolazione della base dei tempi d'ingresso. Allo scopo necessita un segnale in alternata stabile, che può essere fornito dallo stesso videoscopio: l'entrata dell'amplificatore Y_b viene collegata con l'uscita Q6 (piedino 2) di IC5 sulla basetta principale del circuito di base. A questa uscita si trova il segnale ad onda quadra dell'oscillatore a quarzo con frequenza opportunamente diminuita per le divisioni cui è stata sottoposta. L'ampiezza di questo segnale è di 15 V_{ss}; la frequenza è di 1,92 kHz, che corrisponde ad un periodo di 520 µs.
Se il commutatore "trigger source" è in posizione "Y_b", ruotando il potenziometro "trigger level" per tutta la sua corsa da sinistra verso destra, a partire da un certo punto si illumunerà il LED "trig'd".
Il potenziometro deve essere lasciato in questa posizione. Se ora si porta il commutatore "trigger/free run" in posizione "trigger", deve apparire sullo schermo una figura stabile. Il segnale ad onda quadra visualizzato potrà essere spostato in direzione orizzontale o verticale con i potenziometri "x-pos" ed "y-pos". La posizione Y deve sempre essere scelta in modo che la curva si trovi al centro del campo di regolazione. In caso diverso i dispositivi di ritardo potrebbero causare una limitazione dei picchi del segnale.
A questo stadio della taratura saranno probabilmente visibili sullo schermo due onde quadre, il che si deve al fatto che sono state impiegate due memorie per canale. Le distanze dei due segnali tra loro possono essere compensate con P3 e P4 dell'amplificatore d'ingresso. La differenza in ampiezza si può eliminare con P3, mentre con P4 si regola la differenza tra le due componenti in continua. In altre parole: Con P3 e P4 dell'amplificatore d'ingresso si potranno disporre le due curve alla medesima posizione Y. Se necessario la regolazione di P3 e di P4 deve essere ripetuta fino ad ottenere il migliore risultato. Con l'aiuto del medesimo segnale ad onda quadra può anche essere aggiustata una delle portate della base dei tempi d'ingresso. Il commutatore "time-/div" deve stare su 500 µs ed il corrispondente potenziometro su "cal". Un periodo completo di 520 µs deve ora corrispondere ad 1,04 divisioni della scala.
Si regola il trimmer P5 della base dei tempi d'ingresso in modo che la curva corrisponda a questo valore.
Il commutatore "volts/div" è ora sistemato su "10 V" cosicchè l'ampiezza del segnale ad onda quadra (15 V_{ss}) sullo schermo, dovrà essere di 1,5 divisioni della scala. Questo si può ottenere regolando P1 sulla basetta

principale. Poichè in questo modo varia anche contemporaneamente la posizione Y, si deve eventualmente correggere anche P2 sulla basetta della memoria.
Si deve ora intraprendere la stessa procedura di regolazione sul canale B, dopo che la linea di zero di questo canale è stata portata al centro del campo di regolazione regolando all'indietro P2' (basetta della memoria).
La sola differenza col canale A consiste nel fatto che l'ampiezza deve essere regolata con P1' sulla basetta della memoria (nel canale A questo si faceva regolando P1 sulla basetta principale).
Le istruzioni per la messa a punto del canale B possono essere in breve così riassunte: le curve ad onda quadra devono essere portate a ricoprirsi regolando P3 e P4 dell'amplificatore d'ingresso Y_b. La base dei tempi d'ingresso non necessita ora di nessuna regolazione, in questo circuito è in comune tra i due amplificatori d'ingresso. P1' sulla basetta delle memorie deve essere regolato per un'ampiezza della curva visualizzata di 1,5 divisioni. Con P2' sulla basetta delle memorie viene eliminata la differenza tra le componenti in tensione continua (posizione Y).
Segue ora la regolazione fine di P2 e P2'. Il potenziometro "trace distance" è ora al fine corsa antiorario, mentre il potenziometro "y-pos" è stato già regolato in modo che le due linee di zero (in assenza di segnale) si trovino al centro del rispettivo campo. Regolando P2 e P2' le due curve saranno portate a sovrapporsi esattamente al centro dello schema.
Restano ancora da regolare i trimmer della base dei tempi d'ingresso, con l'eccezione di P5 che è stato già esattamente sistemato in precedenza.

Gli altri potenziometri vanno sistemati in modo analogo; adatti segnali di misura saranno forniti dal divisore IC5 che si trova sulla basetta principale. La tabella 5 fornisce le indicazioni esatte: da questa si ricava quale dei segnali di IC5 si debba di volta in volta prelevare per la taratura. Sono inoltre date le frequenze che deve avere il segnale U_{sample}.
Avendo a disposizione un frequenzimetro, si possono anche usare questi valori per la taratura.
Il commutatore "trigger/free run" deve stare in posizione "free run"; non occorre un

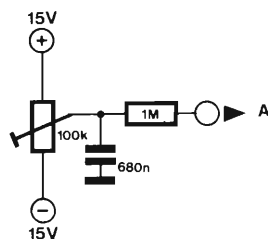



Fig. 4.80 Circuito ausiliare per la regolazione della tensione di offset che si differenzia a seconda del particolare esemplare dell'integrato TL 084 nell'amplificatore Y (d'ingresso)

segnale d'ingresso. Per motivi di completezza sono riportati in tabella anche i valori corrispondenti al potenziometro P5 regolato in precedenza.
Se nella posizione "2ms" del commutatore "tim/div" vengono applicati all'ingresso Y segnali troppo lenti, talvolta la curva sullo schermo non potrà essere fermata. In questi casi il ciclo di scrittura dura talmente a lungo che viene a sovrapporsi al ciclo di lettura delle memorie, e quindi il segnale viene da queste prelevato prima che ne sia completata l'inscrizione.
In questo caso non è possibile un triggeraggio ed il commutatore "trigger/free run" deve essere tenuto in posizione "free run".
Con la taratura della base dei tempi è stato fatto l'ultimo passo del lavoro di messa a punto.
Eventualmente necessitano ancora di piccole correzioni i potenziometri P3 e P4 negli amplificatori d'ingresso Y, fintanto che le memorie bucket brigade non raggiungono le temperature di esercizio.
Variazioni della temperatura comportano variazioni differenti a seconda degli esemplari nell'ampiezza d'uscita: esse possono apparire come scintillii nel corso dell'aumento della temperatura di funzionamento.
Con un attento aggiustamento di P2 e P3 questo effetto si può eliminare.
Un segnale di prova adatto a questo scopo è un'onda sinusoidale con ampiezza di circa 3 divisioni della scala.

Lista complessiva dei componenti della versione ampliata del videoscopio; sono compresi: due amplificatori d'ingresso, la basetta principale, lo stadio miscelatore video, la base dei tempi d'ingresso, il circuito di trigger, la basetta con le memorie bucket brigade, l'alimentatore ed il modulatore TV VHF/UHF.

4 = Videoscopio completo (versione ampliata)

B = Componenti dei circuiti di ampliamento (se si dispone già della versione base).

Resistenze

Valore	A quantità	B quantità
10 Ω	3	2
47 Ω	4	1
68 Ω	1	
100 Ω	4	2
150 Ω	1	
220 Ω	2	1
270 Ω	1	
330 Ω	1	1
470 Ω	10	8
820 Ω	2	
1 k	21	12
1k5	1	
2k2	1	
3k3	1	
4k7	1	1
5k6	4	2
6k8	1	
8k2	4	
10 k	26	20
12 k	2	
15 k	12	6
18 k	2	
22 k	3	2
33 k	3	1
47 k	2	
82 k	6	
100 k	15	7
220 k	2	
270 k	2	2
330 k	1	1
390 k	1	1
680 k	1	1
820 k	2	
1M5	1	1
2M2	2	2

Potenziometri lineari

	A	B
2k2 (2k5)	1	1
10 k	2	
22 k (25 k)	1	1
47 k (50 k)1	1	
100 k	3	1
220k (250k)	1	
470k (500k)	1	

Potenziometri trimmer

	A	B
1 k	2	
2k2 (2k5)	2	
4k7 (5 k)	2	
10 k	4	1
47 k (50 k)	10	8

Condensatori

	A	B
3p3	1	1
8p2	3	
15 p	2	
18 p	1	1
22 p	1	
33 p	2	
47 p	1	1
82 p	1	
100 p	5	2
120 p	1	
220 p	1	
560 p	1	1
1 n	2	2
2n2	4	4
6n8	4	4
10 n	5	3
22 n	4	4
100 n	24	8
1 µ	1	1
1 µ/25 V Tanalio	10	2
2 µ2/25 V Tantalio	1	
4 µ7/35 V Tantalio	1	
100 µ/16 V	2	2
220 µ/16 V	2	2
470 µ/35 V	2	

Semiconduttori

tipo	A	B
4011	6	2 (3)*
4012	1	
4013	2	1
4017	1	
4020	2	2
4040	1	

4049	1	1
4066	2	2
4068	1	
4071	1	
4081	1	1
4093	1	1
709	3	1
741	2	1
LM 324	2	2
TL 084	2	
SAD 1024	2	2
78L05	1	
7815	1	
7915	1	
TUN	3	
TUP	1	
BF 494	3	
BFY 90	1	
DUS	9	5
1N4001	4	
1N4148	1	
LED	2	1

Commutatori

Tipo	A	B
Commutatore bipolare	4	2
Commutatore bipolare	1	
Interruttore di rete bipolare	1	
Commutatore 1 via 3 posiz	2	2
Commutatore 1 via 4 posiz	2	
Commutatore 2 vie 6 posiz	1	1

Varie

Quarzo 4,433 MHz (quarzo PAL)	1	1
Quarzo 27 MHz	1	1
Impendenza miniatura 1 μH	1	1
fusibile 100 mA ritardato	1	1
Trasformatore di rete 2 x 18 V/250 mA	1	1

*) Occorrono 2 integrati 4011 quando si impieghi l'integrato ricavato dal circuito di sincronizzazione, altrimenti ce ne vogliono 3.

Un buco in un secchio........

L'integrato di memoria "bucket brigade" SAD 1024 della Reticon è stato concepito per l'impiego nei sistemi elettronici ad effetto Hall. (Le memorie "bucket brigade" o memoria a trasferimento di carica sono così chiamate in analogia con la fila di persone che un tempo si formava per passarsi i secchi d'acqua destinati a spegnere gli incendi - N.d.T.). Delle prove hanno dimostrato che alcune di queste memorie bucket brigade possono contenere uno o più "secchi forati".
Se nel videoscopio i valori indugiano brevemente nella memoria senza essere mandati avanti, si hanno come conseguenza le cosidette "falle" nella curva visualizzata, che sono pienamente avvertibili dall'occhio. In vista di questo sono state necesarie le modifiche, indicate in tabella 2, sul circuito base. Con queste il fenomeno non si osserva anche quando si impieghino integrati con il nominato difetto.
Per lo stesso motivo si consiglia di togliere il trigger quando si controllano segnali Y non triggerabili, come per esempio nella misura delle tensioni continue (commutatore "trigger/free run" in posizione "free run"); il contenuto delle memorie viene rinfrescato prima dell'inizio di ciascun ciclo di lettura, in modo che il videoscopio lavora in maniera ottimale.

Un piccolo completamento

In alcuni casi si è costatato che la tensione di offset all'ingresso del TL 084 appare come fenomeno disturbante nell'amplificatore d'ingresso. Questa tensione può variare considerevolmente tra i vari esemplari. Come conseguenza di questa tensione di offset si ha un leggero spostamento della linea a zero V azionando il potenziometro "V/div". Per quanto non ne conseguano errori di misura, alcuni lettori considerano questi piccoli nei come altamente disdicevoli. Con l'aiuto di una semplicissima modifica dell'amplificatore d'ingresso, questo fenomeno può essere eliminato. La modifica consiste in un potenziometro trimmer, in un condensatore ed in una resistenza per ciascun amplificatore d'ingresso.

La figura 4.80 mostra il circuito di modifica, il cui punto "A" deve essere collegato con il punto contrassegnato in modo corrispondente nell'amplificatore d'ingresso (ingresso invertente di A1, versione base, figura 4.46). Il condensatore da 680 n serve a sopprimere i ronzii e gli altri disturbi, e deve essere mon-

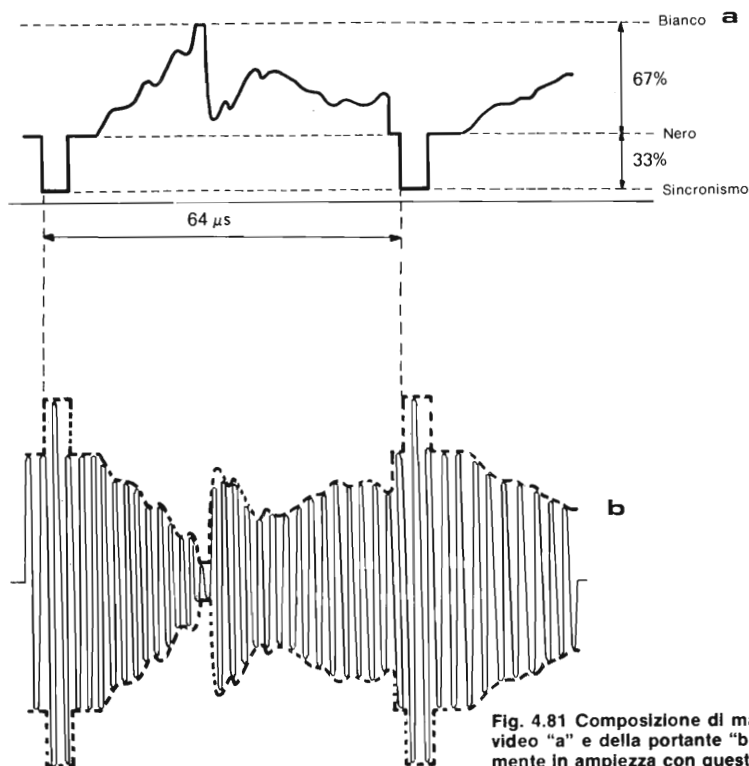



Fig. 4.81 Composizione di massima di un segnale video "a" e della portante "b" modulata negativamente in ampiezza con questo segnale

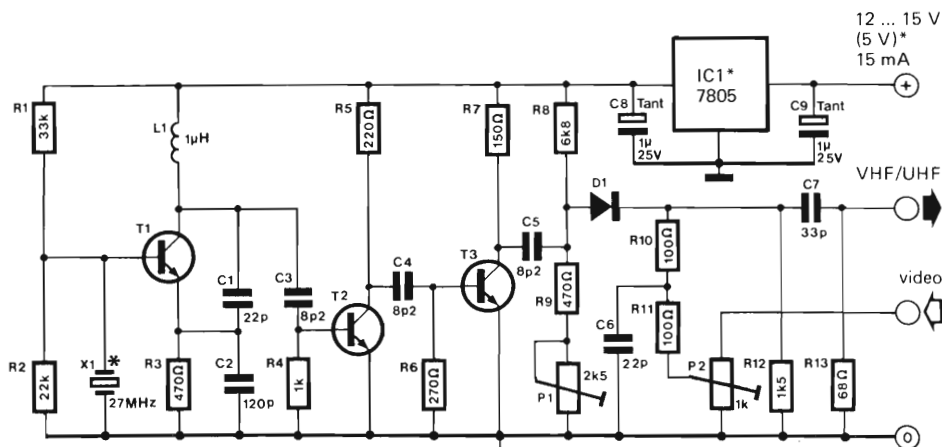
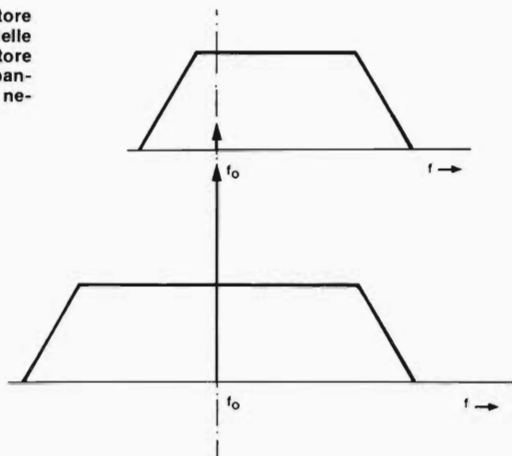



Fig. 4.82 Schema del modulatore TV VHF/UHF. La frequenza fondamentale di 27 MHz viene generata da uno stabile oscillatore a quarzo, il segnale dell'oscillatore viene deformato in modo che possa generare delle armoniche fino alla frequenza di circa 1 GHz

T1, T2 = BF 494
T3 = BFY 90
D1 = 1N4148

* vedi testo

Fig. 4.83 Spettro di frequenza di un trasmettitore televisivo (a) e del modulatore TV (b). Una delle bande laterali del segnale emesso dal trasmettitore TV viene soppressa per diminuire lo spazio di banda occupato; nel modulatore TV questo non è necessario.

tato il più vicino possibile all'integrato.
La compensazione si ottiene facilmente. Senza segnale d'ingresso la linea di zero viene portata a sovrapporsi con una delle linee del reticolo mediante il comando "y-pos". Il potenziometro "V/div", che stava al finecorsa sinistro, viene ora ruotato sino al finecorsa destro "cal". Se la linea di zero dovesse spostarsi, occorre regolare il potenziometro trimmer del circuito supplementare in modo da eliminare lo spostamento.

Bibliografia:
"Brutkasten: Videoscopio con memorie a trasferimento di cariche," Elektor, marzo 1978.
"Effetto Hall elettronico "Elektor ottobre 1978.

Modulatore TV VHF/UHF

Come elemento di collegamento tra il videoscopio appena descritto ed un qualunque ricevitore TV, è stato sviluppato questo modulatore TV VHF/UHF. Il circuito genera un segnale ad alta frequenza modulato dal segnale video, le cui numerose armoniche cadono non solo nel campo VHF ma anche nella UHF.
Prima di descrivere il circuito e di chiarire il modo del suo funzionamento, occorre considerare alcune fondamentali relazioni, la cui conoscenza appare in questo caso necessaria.

In figura 4.81a appare schizzato il segnale video di una riga del quadro. Tre valori di ampiezza hanno in questo caso una particolare importanza: il livello bianco, il livello del nero ed il livello degli impulsi di sincronismo. I concetti di livello del bianco e del nero si riferiscono evidentemente alla luminosità dell'immagine, mentre l'impulso di sincronismo segnala al ricevitore la fine di una riga e l'inizio della successiva. Un segnale video consiste in una sequenza di impulsi di sincronismo di riga (ed anche di raster) e del contenuto dell'immagine. Tra due impulsi di sincronismo di riga viene trasmesso l'andamento della luminosità della riga;

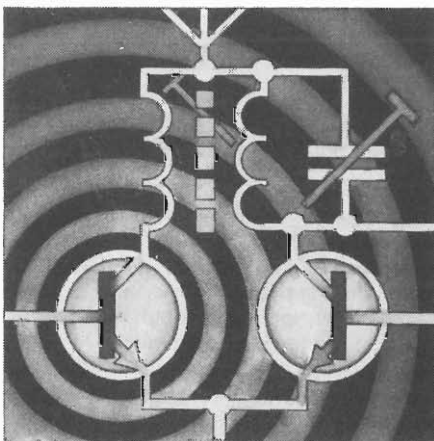
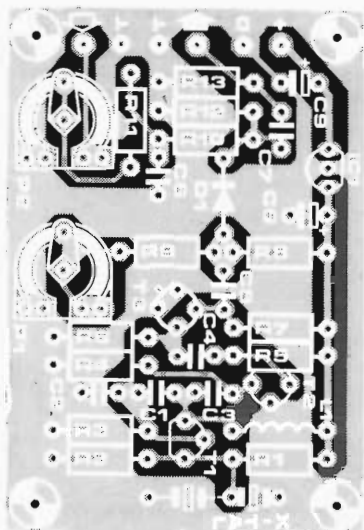
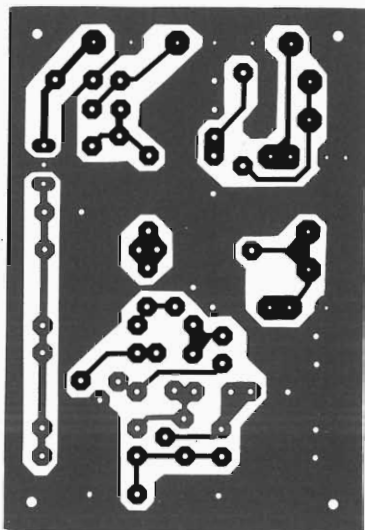



Fig. 4.84 Basetta e disposizione dei componenti per il modulatore TV VHF/UHF. Le superfici ramate di massa disaccoppiano i singoli stadi.

Elenco dei componenti

Resistenze

R1 = 33 k
R2 = 22 k
R3,R9 = 470 Ω
R4 = 1 k
R5 = 220 Ω
R6 = 270 Ω
R7 = 150 Ω
R8 = 6k8
R10,R11 = 100 Ω
R12 = 1k5
R13 = 68 Ω
P1 = 2k5 (2k2) potenziometro trimmer
P2 = 1 k potenziometro trimmer

Condensatori

C1 = 22 p
C7 = 33 p
C2 = 120 p
C3,C4,C5 = 8p2
C6 = 22 p
C8,C9 = 1 μ/25 V Tantalio

Semiconduttori

T1,T2 = BF 494
T3 = BFY 90
D1 = 1N4148
IC1 = 7805 (vedi testo)

Varie

L1 = μH
X1 = Quarzo ca. 27 MHz

l'ampiezza del segnale video può assumere in queste condizioni solo livelli intermedi tra il valore del bianco e quello del nero. Dalla figura 4.81a si ricava inoltre che la durata di una riga, compresi gli impulsi di sincronismo, è di 64 μs (in segnali video secondo le norme CCIR). In figura 4.81b si vede l'onda portante modulata dal segnale video di figura 4.81a (per esempio un trasmettitore televisivo). Da tutto questo appare chiaro che la portante è modulata in ampiezza in modo negativo: l'ampiezza della portante raggiunge il massimo quando l'ampiezza del segnale video è al minimo: quest'ultimo caso si verifica per gli impulsi di sincronismo.
Nei trasmettitori TV l'onda portante deve assolutamente essere sinusoidale, in quanto altre forme d'onda porterebbero all'irradiazione di armoniche molto disturbanti. Per il modulatore TV valgono invece altre regole,

in quanto il segnale in alta frequenza non viene mandato ad un'antenna ma direttamente all'ingresso di un ricevitore TV. La produzione del maggior numero possibile di armoniche ha un senso nel modulatore TV in quanto permette di scegliere liberamente il canale di ricezione. In questo modulatore TV VHF/UHF non serve quindi come portante un'onda sinusoidale ma un segnale a stretti impulsi.
Per generare l'oscillazione si utilizza un economico quarzo a 27 MHz. Il segnale TV viene quindi ricevuto su tutte le frequenze che sono un multiplo intero di 27 MHz; e questo perchè su queste frequenze si trovano le armoniche. Lo spettro delle armoniche si estende fino a circa 1 GHz, in modo da comprendere sia il campo VHF che il campo UHF.

Il circuito

Il circuito del modulatore TV VHF/UHF (vedi figura 4.82) non è eccessivamente complicato. L'oscillatore stabilizzato a quarzo basato su T1 genera la frequenza fondamentale; come quarzo si può usare praticamente qualsiasi cristallo per trasmettitori CB (27, ... MHz).
Gli stadi con T2 e T3 ricavano dal segnale dell'oscillatore il segnale ad impulsi stretti ricco di armoniche che si vuole ottenere.
La modulazione del segnale portante avviene per mezzo del diodo D1. Tramite un certo numero di resistenze, questo diodo riceve una prepolarizzazione. Il valore di questa polarizzazione è scelto in modo che il diodo resti permanentemente in conduzione quando il segnale video è zero (a questo valore il segnale video perviene, come è noto, durante gli impulsi di sincronismo). Se l'ampiezza del segnale video aumenta il diodo non conduce più durante l'intero periodo del segnale della portante, ma soltanto finchè l'ampiezza del segnale portante è maggiore dell'ampiezza del segnale video aumentata della caduta diretta del diodo. Come risultato si ottiene un'ampiezza del segnale di uscita tanto minore quanto maggiore diventa l'ampiezza del segnale video: la modulazione di ampiezza è negativa.
Per la regolazione della modulazione sono previsti due trimmer. Con P1 si può variare la polarizzazione del diodo modulatore.
Da questo potenziometro dipende il valore della tensione che deve raggiungere il segnale video per provocare l'interdizione di D1. Di conseguenza P1 influenza il livello di bianco del modulatore. L'ampiezza del segnale video da modulare può venire invece regolata con P2; da questo potenziometro dipende il grado di modulazione. I due potenziometri sono confrontabili con il regolatore di luminosità e di contrasto di un televisore; in ogni caso un cambiamento del valore del bianco (P1) ha anche effetto sul contrasto (P2) e viceversa.
Il segnale generato dal modulatore TV si distingue dal segnale irradiato da un trasmettitore televisivo anche da un altro punto di vista. In ques'ultimo viene soppressa una delle bande laterali per ridurre la banda occupata in trasmissione. Questo provvedimento non è necessario nel modulatore TV in quanto si hanno a disposizione un sufficiente numero di canali liberi.
Nella figura 4.83 sono rappresentati, per confronto, lo spettro di frequenza di un trasmettitore televisivo (a) e quello del modulatore TV (b). Poichè sono due le bande laterali che arrivano dal modulatore TV alla presa di antenna del televisore, questo potrebbe essere anche erroneamente sintonizzato sulla banda laterale sinistra. Solo però sintonizzandovi sulla banda laterale destra si può ottenere un'immagine senza difetti.

Costruzione e taratura

È stata progettata una basetta destinata al modulatore TV VHF/UHF; la figura 4.84 ne mostra il lato rame ed il lato componenti. Per evitare indesiderati accoppiamenti capacitivi sono previste sulla basetta parecchie superfici di schermatura collegate a massa. Inoltre le piste sono state disposte in modo che si possa inserire sulla basetta una piastrina di schermo tra oscillatore e modulatore. L'alimentazione del modulatore TV VHF/UHF può anche non essere stabilizzata (12...15V) mentre un'eventuale tensione stabilizzata dovrà avere il valore di 5V. In quest'ultimo caso non occorre più lo stabi-

lizzatore di IC1. Le piazzole di entrata e di uscita di IC1 dovranno essere unite tra di loro con un ponticello.
Per regolare nel modo giusto i due trimmer non occorre nessun complicato artificio. Per prima cosa bisogna collegare l'uscita del modulatore con l'ingresso di antenna tramite un cavo coassiale. Il segnale del modulatore TV potrà ora essere ricevuto sia nelle due bande VHF (canali 2...4 e rispettivamente 5...12) che nella banda UHF (canali 21....65). Nella banda I VHF cade la prima armonica (2·27 MHz; canale 3); nella banda UHF le armoniche sono distanziate tra loro di 3-4 canali. La ricezione del segnale del modulatore TV si ha quando avviene la diminuzione del rumore (neve) e quando diminuisce la luminosità del quadro.
Quando il ricevitore è approssimativamente sintonizzato si può inserire nel modulatore TV un segnale video (per esempio proveniente dal videoscopio). Il generatore del segnale video deve essere collegato al modulatore TV sempre tramite un cavo coassiale.
Prima di iniziare le regolazioni si porta P1 nella posizione centrale mentre il cursore di P2 va portato a fine corsa in senso orario in modo da non superare l'ampiezza del segnale video di $3V_{ss}$. In caso di tensioni video maggiori P2 può essere leggermente girato all'indietro.
Quando all'ingresso del modulatore c'è un segnale video l'immagine (per lo più distorta) deve essere visibile in qualche modo sullo schermo. Si regola ora la sintonia del ricevitore in modo da raggiungere il massimo della qualità dell'immagine.
Qualora il ricevitore fosse sintonizzato sulla banda laterale sinistra il quadro probabilmente apparirà negativo (nel caso del videoscopio curve nere su fondo bianco). Questo inconveniente si può correggere facilmente con un'attenta sintonizzazione.
Il quadro può anche "scivolare" in senso verticale in modo da rendere visibile periodicamente la striscia nera di sincronizzazione. Contro questo inconveniente è di aiuto una correzione del trimmer P1. Se poi non risulta sufficiente il contrasto dell'immagine, si deve regolare anche P2.
La successiva regolazione fine è solo questione di gusto: sia P1 che P2 influenzano la qualità dell'immagine.
Nel caso che l'immagine dovesse ridiventare negativa durante la messa a punto questo non è sempre dovuto ad una sintonia difettosa. Un simile effetto si può avere anche per sovrapilotaggio del modulatore. In questo caso è sufficiente girare leggermente all'indietro P2.
Ancora due importanti consigli per finire: è assolutamente necessario sistemare la basetta del modulatore TV VHF/UHF in un contenitore schermato, in modo che il segnale di alta frequenza non possa venire irradiato senza controllo. Per lo stesso motivo occorre fare in modo che il segnale ad alta frequenza non pervenga ad un'antenna oppure ad un oggetto simile ad un'antenna; a causa dello spettro di frequenza estremamente largo del segnale di alta frequenza le conseguenze sarebbero letteralmente imprevedibili.

5

Importanti strumenti di misura nel laboratorio del dilettante

Essere il signore nel proprio laboratorio elettronico semiprofessionale: ecco il desiderio di molti dilettanti. Se interrogato sui particolari, ognuno ha pronte le sue proposte concrete. Nella lista dei desideri che riguarda gli strumenti di misura appaiono con cristallina evidenza i seguenti oggetti: un millivoltmetro, un tester universale ("ma questo è meglio comperarlo già fatto"), strumenti di misura digitali (DVM, frequenzimetri), un generatore di segnali. A questo corredo di base si aggiungono anche altri desideri: un oscilloscopio, un misuratore di tensioni di picco, un ohmmetro, un provacircuiti, indicatori di segnale eccetera.
Per poter acquistare tutte queste cose occorrerebbero almeno una piccola vincita al lotto. Per cui sorge la domanda: perchè non autocostruirli?!
In questo modo non solo si risparmia un mucchio di denaro, ma anche si ha l'opportunità di imparare qualcosa di nuovo. Sorge così, col passare del tempo, un laboratorio casalingo di tutto rispetto.
Il capitolo che segue costituisce una piccola assistenza lungo la via. Un millivoltmetro, insieme ad un generatore audio, (oppure generatore di segnali o di funzioni) ed altri pochi accessori di misura formano, insieme agli altri apparecchi già descritti, un accettabile ed economico parco strumenti.

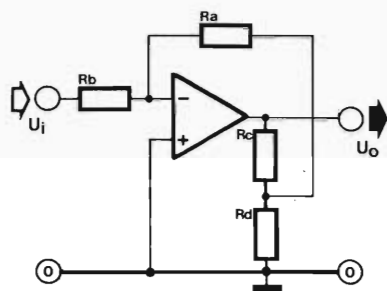



Fig. 5.1 Schema di principio della misura in tensione continua.

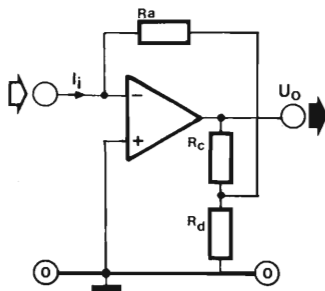



Fig. 5.2 Schema di principio della misura in corrente continua.

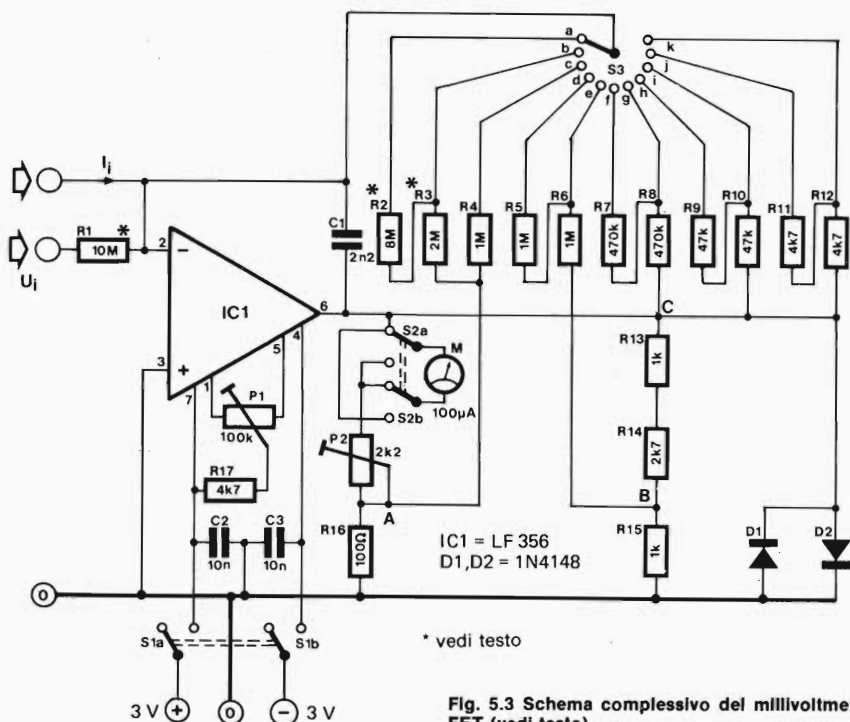



Fig. 5.3 Schema complessivo del millivoltmetro a FET (vedi testo).

Millivoltmetro a FET

Un millivoltmetro a FET presenta un importante vantaggio nei confronti di un normale multimetro: la sua resistenza d'ingresso è estremamente alta. In questo modo quasi non si carica il punto di misura sul circuito in prova, ed è possibile ottenere risultati non affetti da errori (confronta capitolo 1, paragrafo "la resistenza d'ingresso").

La National ha messo in commercio un amplificatore operazionale a JFET, la cui principale proprietà è un'alta amplificazione (tip. 200.000), insieme ad una bassa tensione di offset (Tip. 3 mV) e ad una resistenza d'ingresso estremamente alta (tip. 10^{12} Ω).

Tutte queste proprietà formano dei presupposti ideali per la costruzione di un millivoltmetro.

La figura 5.1 mostra lo schema di principio per le misure in tensione costinua. Si tratta di un amplificatore invertente la cui tensione di uscita si dispone a:

$$Uo = -Ui \frac{Ra}{Rb} \cdot \frac{Rc + Rd}{Rd}$$

Tabella I

S3	Fondo scala U_i	I_i
a	10 mV	1 nA
b	50 mV	5 nA
c	100 mV	10 nA
d	500 mV	50 nA
e	1 V	100 nA
f	5 V	500 nA
g	10 V	1 µA
h	50 V	5 µA
i	100 V	10 µA
j	500 V	50 µA
k	1000 V	100 µA

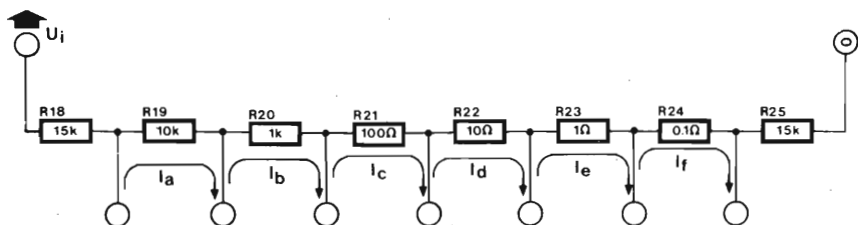



Fig. 5.4 "Shunt" universale per misure di correnti da 1 μA ad 1A.

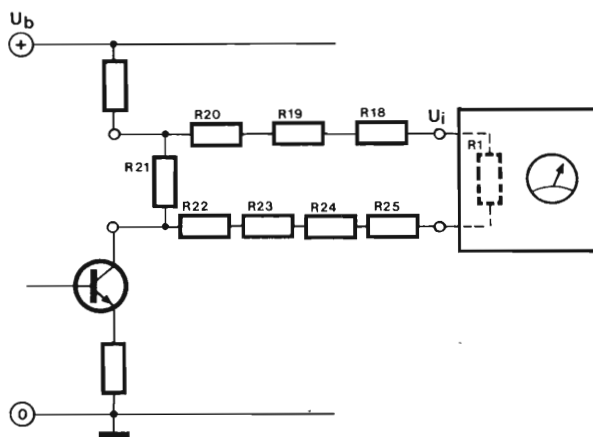



Fig. 5.5 Collegamento per la misura delle correnti fino ad 1 A con l'aiuto degli shunt.

Oltre che la misura delle tensioni continue è anche possibile la misura delle correnti continue. Lo schema di principio si vede in figura 5.2. La tensione di uscita si porta in questo caso al seguente valore:

$$Uo = -Ii \cdot Ra \cdot \frac{Rc + Rd}{Rd}$$

Il circuito complessivo (figura 5.3) è una combinazione dei due tipi di misura. Il campo di misura in tensione continua si estende da 10 mV fino a 1.000V. Sono inoltre possibili misure di corrente da 1 nA fino a 100 μA. Il commutatore delle portate S3 cambia la controreazione e quindi il guadagno dell'operazionale. La controreazione corrisponde al partitore di tensione nelle figure 5.1 e 5.2, formato dalle resistenze Rc ed Rd. I punti di diramazione A, B e C sono collegati, come si vede in figura 5.3, alla combinazione di resistenze che pervengono ad S3. La tabella I dà le portate selezionabili con il commutatore. Come chiarito in precedenza, con il milli-

Tabella 2

	S3 in posizione		
	a	b	c
I_a	1 μA	5 μA	10 μA
I_b	10 μA	50 μA	100 μA
I_c	100 μA	500 μA	1 mA
I_d	1 mA	5 mA	10 mA
I_e	10 mA	50 mA	100 mA
I_f	100 mA	500 mA	1 A

voltmetro a FET non solo è possibile la misura delle tensioni, ma anche quella delle correnti. Possono essere direttamente misurate correnti fino a 100 μA (tabella I). Uno strumento di misura deve però essere anche in grado di misurare correnti maggiori. Con l'aiuto degli "shunt" (figura 5.4) si possono misurare con il millivoltmetro correnti fino ad 1 A.

Lo shunt deve essere collegato all'ingresso Ui del multimetro a FET. Lo shunt attivato converte la corrente da misurare in una tensione ad essa equivalente che viene elaborata e visualizzata dal millivoltmetro.

Come nel tradizionale multimetro, anche il millivoltmetro a FET viene collegato in parallelo allo shunt per le misure di corrente (figura 5.5).

Il principio della misura è relativamente semplice. La resistenza d'ingresso del millivoltmetro forma la resistenza R1. Solo lo shunt attivato (nell'esempio R21) è collegato in parallelo ad R1; le altre resistenze (R18....R20, R22....R25) sono collegate in serie alla resistenza d'ingresso. Si tratta quindi del collegamento in parallelo di una resistenza alta (R1 + R18....R20 + R22....R25) con una resistenza bassa, lo shunt R21. La resistenza risultante nell'esempio di figura 5.5 sarà di 99,999 Ω. Risulta evidente che la resistenza di maggior valore può essere trascurata. Se, per esempio, attraverso R21 passa una corrente di 1 mA, la caduta di tensione sarà di 100 mV. Se il selettore delle portate S3 è in posizione "c" lo strumento andrà a fondo scala, il chè corrisponde appunto ad una tensione di 100 mV (tabella I).

A seconda dello shunt impiegato e della posizione del selettore S3, si possano misurare correnti fino ad 1A. In tabella II si vedono le correnti misurabili in rapporto alla posizione del selettore delle portate S3.

Il millivoltmetro a FET viene alimentato da una tensione simmetrica di ± 3V. Poichè l'assorbimento di corrente (1 mA) è molto piccolo, si può impiegare per l'alimentazione una batteria. Niente si oppone all'uso di tensioni di alimentazione maggiori, ma occorre far attenzione a non superare i ± 16V.

Per le resistenze del selettore delle portate e dello "shunt universale", si devono impiegare componenti a film metallico e tolleranza dell'1%. R1 ed R2 devono essere composte da parecchie resistenze da 1 MΩ in serie.

L'inversione di polarità avviene mediante il commutatore S2. La tensione di offset viene regolata a 0V di uscita con P1 e con ingressi in cortocircuito. Con il potenziometro di taratura P2 lo strumento viene regolato in modo da segnare l'esatto valore di una tensione nota collegata all'ingresso.

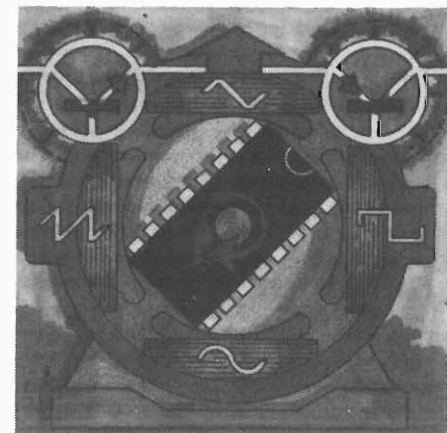
Semplice generatore di funzioni

Il generatore di funzioni è uno strumento utile e multiforme. Con questo strumento si possono controllare i circuiti in modo semplice e veloce. Per questo motivo un generatore di funzioni non può mancare nell'equipaggiamento di base di un laboratorio dilettantistico.

Per il controllo degli impianti a bassa frequenza il generatore di funzioni è indispensabile. Se inoltre si ha a disposizione un oscilloscopio i presupposti per una conveniente prova funzionale sono pressochè ideali. Segnali con forme d'onda e frequenze diverse provenienti dal generatore di funzioni vengono introdotti nell'impianto di bassa frequenza. Con l'aiuto dell'oscilloscopio si segue l'andamento del segnale dall'entrata all'uscita (altoparlante) e si verifica se il segnale passa immodificato, e comunque amplificato di un certo fattore, nell'altoparlante. L'esame ottico ha, rispetto a quello puramente acustico, un grande vantaggio: è più preciso. Altre applicazioni del generatore di funzioni sono, per esempio, il controllo degli strumenti di misura digitale (frequenzimetri, voltmetri digitali) ed anche la taratura delle basi dei tempi a quarzo. In pratica si può verificare con il generatore di funzioni, il comportamento di qualsiasi circuito elettronico che sia destinato all'elaborazione di un segnale. Si tratta quindi di uno strumento utile e pratico.

I generatori di funzioni di produzione industriale hanno per lo più un difetto decisivo: sono troppo cari per l'elettronico del tempo libero.

Tanto più che capita di rado di poter utilizzare in pieno questo strumento, al contrario di quanto avviene nelle officine di manutenzione. Per questo motivo nel circuito qui descritto è stata prestata una particolare at-

tenzione ad un soddisfacente rapporto tra costi di acquisto ed utilizzazione pratica, e tutto questo si è potuto realizzare con il generatore di funzioni integrato XR 2206. Il circuito non raggiunge invero i "vertici" di uno strumento industriale, si dimostra però, per la semplicità della costruzione e della messa a punto, di una maneggevolezza multiforme e pratica.
Si possono selezionare con un commutatore le seguenti forme d'onda (funzioni): sinusoidali, triangolare, quadra, ad impulsi rettangolari ed a denti di sega.
La scala di predisposizione delle frequenze è lineare.
Le frequenze prodotte coprono un campo che va da 9 Hz a 220 kHz.
Grazie ad uno speciale stadio finale che provvede ad un'uscita a bassa impendenza, ci sono a disposizione tre campi di tensione di uscita tarati: 0...10 mV, 0...100 mV e

0...1V (efficaci). La taratura del circuito è possibile anche senza oscilloscopio, ed il circuito stesso può essere disposto in un conte-

AM
MULT. OUT
Cext.
Rext.
+1
Moltiplicatore e convertitore sinusoidale
VCO
Commutatore di corrente
Simmetria
Fattore di distorsione
Bilanciamento
Sincronismo
Disaccoppiamento della tensione di riferimento
FSK

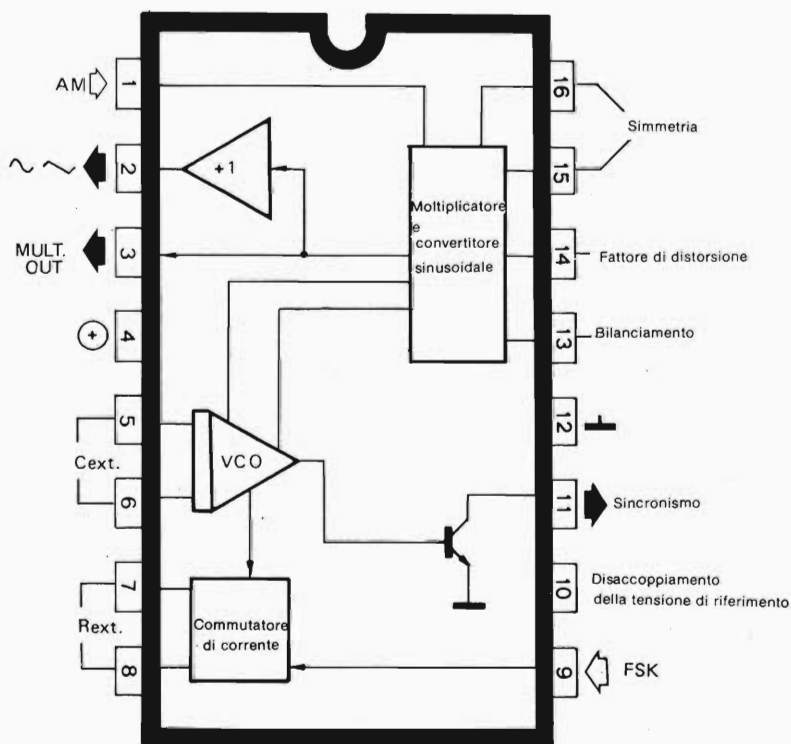



Fig. 5.6 Componenti interni dell'elemento generatore di funzioni XR 2206.

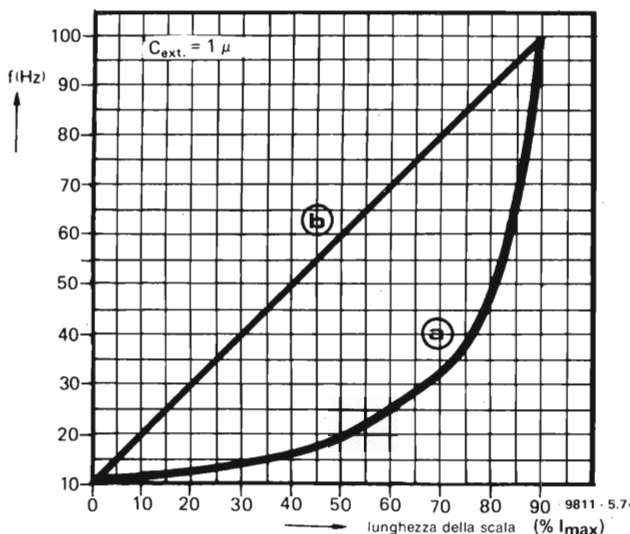



Fig. 5.7 La particolarità di questo generatore di funzioni sta nella possibilità di regolazione lineare della frequenza, e questo aumenta la praticità d'uso dello strumento.

nitore in maniera molto compatta.

L'integrato XR 2206

Nella rivista Elektor del settembre 1975 è già stata data un'esauriente descrizione di questo integrato.
Il circuito interno dell'integrato XR 2206 è schizzato approssimativamente in figura

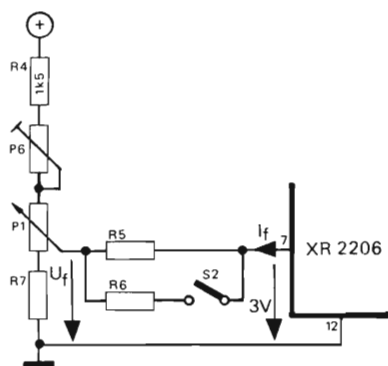



Fig. 5.8 Questo collegamento dell'XR 2206 permette la suddivisione lineare della scala delle frequenze.

5.6. L'elemento più importante è il VCO, anzi più propriamente questo è un oscillatore pilotato in corrente; la sua frequenza viene determinata dai due componenti C_{ext} ed R_{ext}. Un transistor integrato disaccoppia l'uscita del VCO. Al collettore di questo transistor si può accedere dal piedino 11.
A seconda dello stato logico all'ingresso FSK (piedino 9) è attivato il collegamento 7 oppure 8. In questo modo è possibile, collegando in modo diverso queste due uscite, ottenere una modulazione di frequenza (FSK = Frequency shift keying = modulazione per scivolamento di frequenza).
Il moltiplicatore e convertitore sinusoidale provvede all'ulteriore elaborazione del segnale. Per la regolazione della simmetria e del fattore di distorsione sono previsti altri collegamenti (13.... 16). La componente continua della tensione d'uscita viene regolata al piedino 3.
I segnali sinusoidale, triangolare ed a denti di sega risultano a disposizione del piedino 2 dopo essere passati attraverso un inseguitore di tensione atto ad abbassare l'impendenza d'uscita.
L'ingresso AM (piedino 1) permette una regolazione dell'impendenza e quindi una modulazione del segnale d'uscita.

La regolazione lineare della frequenza

La tensione ai punti 7 ed 8 viene stabilizzata nell'integrato a 3V (valore tipico), mentre la deriva per variazioni di temperatura è molto piccola ($6.10^{-5}/°C$).
La corrente assorbita e rispettivamente quella che scorre verso massa attraverso una resistenza (If), può variare tra 1 µA e 3 mA. La minima deriva per variazioni di temperatura si ha comunque per correnti tra 15 µA e 750 µA.
La frequenza dell'oscillatore dipende da questa corrente If e dal valore della capacità esterna C_{ext}.
Tradotto in formula tutto questo risulta:

$$f = \frac{I_f}{3C_{ext}} \quad (Hz, A, F)$$

$$f = \frac{1}{R_{ext}\, C_{ext}}$$

Dall'ultima formula risulta una variazione della frequenza iperbolica e quindi non lineare (figura 5.7, curva "a"). Si dovrebbe quindi utilizzare un potenziometro logaritmico "invertito" per ottenere un andamento della frequenza pressochè lineare.

Per mezzo di un piccolo accorgimento circuitale è però possibile realizzare una regolazione lineare della frequenza usando un potenziometro del pari lineare (figura 5.7, curva "b"). La figura 5.8 mostra il corrispondente circuito parziale.
Al piedino 7 dell'integrato si trova una tensione costante di 3V. La corrente che passa dal piedino 7 verso massa è direttamente proporzionale alla frequenza d'uscita. Se si varia in modo lineare questa corrente, si varia, pure linearmente, la frequenza. La variazione della corrente avviene con l'ausilio del partitore di tensione R4, P1, P6, ed R7 dove è significativa la tensione Uf al cursore di P1.
Il partitore di tensione è dimensionato in modo che la tensione Uf al cursore di P1 può variare tra circa 0,3V e 2,8V. La tensione Uf determina la caduta di tensione su R5 (= 3V - Uf) e quindi, secondo la legge di Ohm, anche la corrente If che passa attraverso la resistenza e che determina la frequenza. Tra caduta di tensione e corrente esiste una dipendenza lineare e quindi, usando un potenziometro lineare, si può stabilire una suddivisione lineare della scala delle frequenze.

$$I_f = \frac{3\,V - U_f}{R5}$$

$$f = \frac{3\,V - U_f}{3 \cdot R_5 \cdot C_{ext}} \quad (Hz, V, \Omega, F)$$

Se l'interruttore S2 è chiuso passa (a condizione che R5 = R6) una corrente esattamente doppia che produce allo stesso tempo un raddoppio della frequenza. Il campo di regolazione di P1 abbraccia qualcosa di più di una decade; ossia, per esempio, da 9 Hz a 110 Hz. La regolazione fine avviene per mezzo di P6.

Il generatore

Lo schema complessivo del generatore appare in figura 5.9. Il circuito parziale di figura 5.8 è facilmente riconoscibile e non ha bisogno di ulteriori chiarimenti.
Il piedino 2 è l'uscita per le onde sinusoidali triangolari ed a dente di sega. Le onde quadre e gli impulsi rettangolari provengono dal piedino 11. C1...C4 sono i condensatori che determinano la frequenza (C_{ext}). La selezione della portata si fa con S1. C5, C6 e C12 sono condensatori di filtro.
Il partitore di tensione R1-R2 dimezza la tensione di alimentazione e determina sul piedino 3 la polarizzazione in tensione continua dell'integrato. La tensione al piedino 2 sarà così Ub/2 = 6V. Con P2 e P3 viene modificata l'ampiezza del segnale d'uscita. Questa regolazione avviene separatamente per la tensione sinusoidale (P2) e per l'onda triangolare-dente di sega (P3), ma il valore picco-picco di tutte e tre le tensioni risulta uguale quando la commutazione avviene con S3a.

Il trimmer P4 serve a migliorare la simmetria delle forme d'onda sinusoidali e triangolare, mentre per la compensazione della distorsione della funzione sinusoidale e previsto P5. La commutazione tra onda triangolare e sinusoidale è compito del contatto S3b. Se l'interruttore S4 è chiuso, troveremo all'uscita Ⓐ un segnale a dente di sega. Allo scopo il generatore di corrente integrato viene commutato tra i piedini 7 ed 8 in sincronismo con il segnale ad onda quadra che si trova su B. La pendenza del fianco di discesa dipende da R8. Il valore di R8 non deve essere inferiore ad 1 k.

Lo stadio di uscita

Da un buon generatore di segnali ci si aspetta una bassa impendenza di uscita ed una tensione di uscita regolabile e ben definita. Lo stadio di uscita rappresentato in figura 5.10 soddisfa a queste condizioni. I segnali triangolari, sinusoidali ed a dente di sega provenienti dall'uscita A della sezione generatore raggiungono, tramite S5, la base di T1. Il segnale ad onda quadra e quello ad impulso sono forniti dall'uscita B del generatore, e si tratta in questo caso di un collegamento al collettore di un transistor di commutazione nell'integrato (vedi figura 5.6). R9 è la resistenza di collettore di questo transistor e forma, insieme ad R10 un partitore di tensione che limita l'ampiezza del segnale ad onda quadra a circa 4,5V. In questo modo l'uscita di sincronismo (sync) diventa compatibile con i TTL, risulta inoltre protetta contro il cortocircuito, e può servire per il pilotaggio di circuiti TTL, per scopi di sincronizzazione e come segnale di trigger per oscilloscopi. T1, collegato ad inseguitore di emettitore provvede ad adattare i partitori d'uscita a bassa impendenza (R11, R12, R13) all'uscita del generatore che presenta un'impendenza relativamente alta (600 - rispettivamente 2000 Ω). Il partitore di tensione ha i rapporti 1, 10 e 100 e suddivide in questo modo le ampiezze d'uscita dell'oscillatore in tre portate decadiche selezionabili per mezzo di S6.

S1	C	f [Hz]	S2 fx2[Hz]
1	1 µF	9...110	18...220
2	0,1 µF	90...1100	180...2200
3	10 nF	0,9...11 kHz	1,8...22 kHz
4	1 nF	9...110 kHz	18...220 kHz

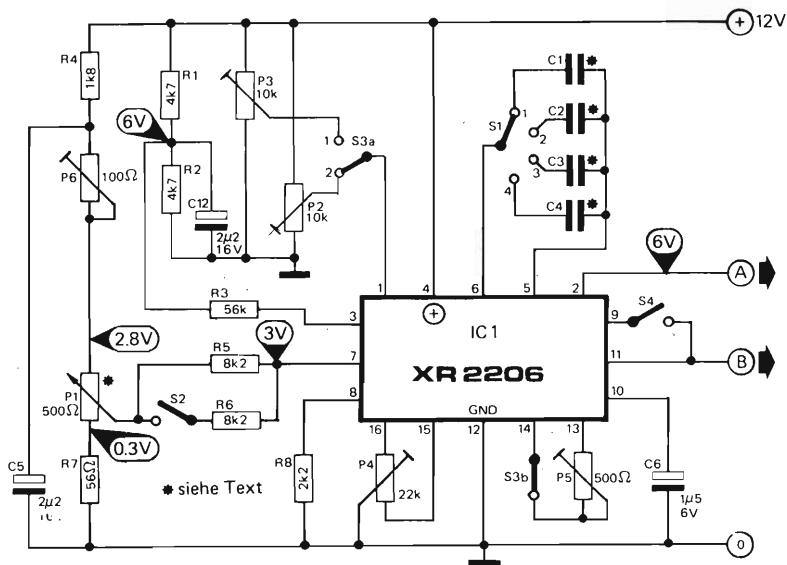



Fig. 5.9 Il generatore di funzioni è formato da un solo circuito integrato e da alcuni componenti esterni.

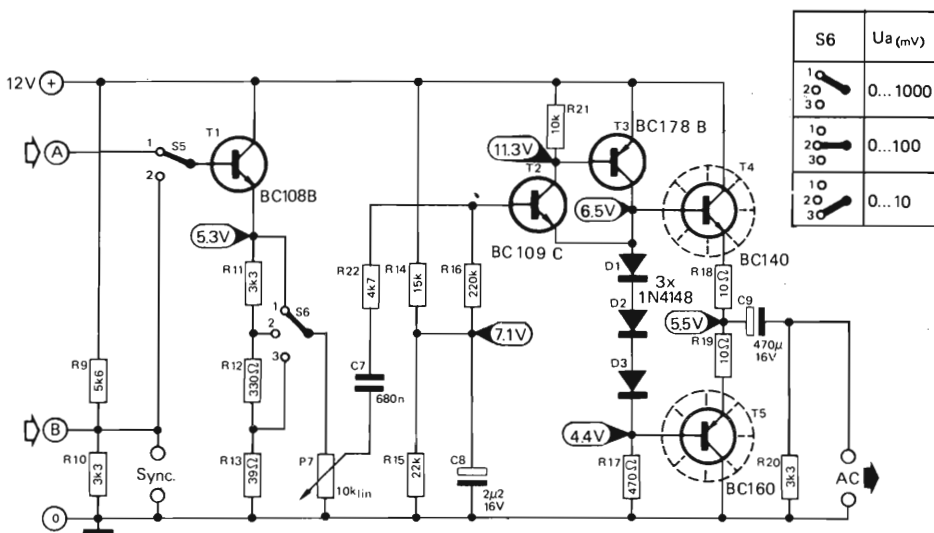



Fig. 5.10 Lo stadio d'uscita fornisce al generatore una bassa resistenza d'uscita e permette un'accurata regolazione della tensione d'uscita.

Entro le varie portate la tensione d'uscita può essere regolata con continuità mediante P7.
Lo stadio finale vero e proprio è ottenuto con i transistori T2....T5 collegati come convertitori d'impendenza accoppiati in tensione continua senza guadagno in tensione. T2 e T3 formano un inseguitore di emettitore con stadi Darlington complementari che provvedono ad un'alta impendenza d'ingresso dello stadio finale e ad un pilotaggio a bassa impendenza dei transistori d'uscita, anche essi complementari, T4/T5. L'alta impendenza d'ingresso mantiene P7 poco caricato e permette di usare per C7 un condensatore a film plastico. Per mezzo dei diodi D1...D3 i transistori T4 e T5 ricevono una prepolarizzazione di base che permette il passaggio di una corrente a riposo di circa 30 mA sulle resistenze di emettitore. Questo provvedimento diminuisce significativamente le distorsioni da incrocio nello stadio finale. C9 accoppia il segnale all'uscita eliminando la componente continua; l'impendenza d'uscita in alternata è di circa 5 Ω in modo che si può senz'altro collegare un altoparlante.
Anche all'uscita in alternata è protetta contro il cortocircuito.

L'alimentatore

La figura 5.11 mostra un semplice alimentatore costituito da un regolatore di tensione

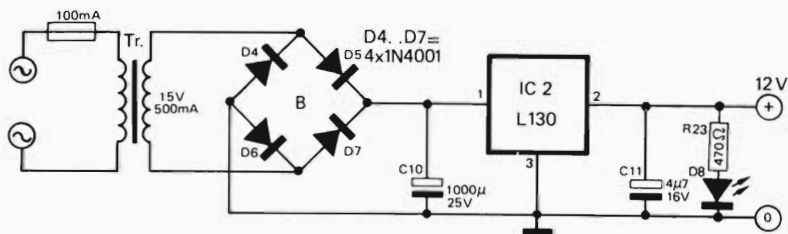



Fig. 5.11 L'alimentatore è costituito con un regolatore di tensione integrato.

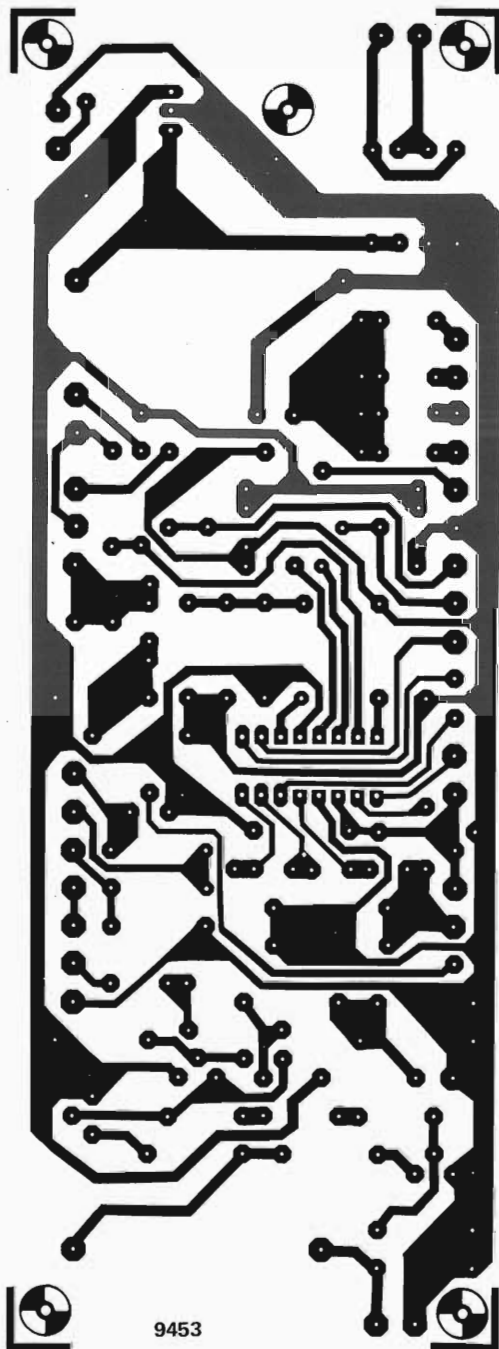
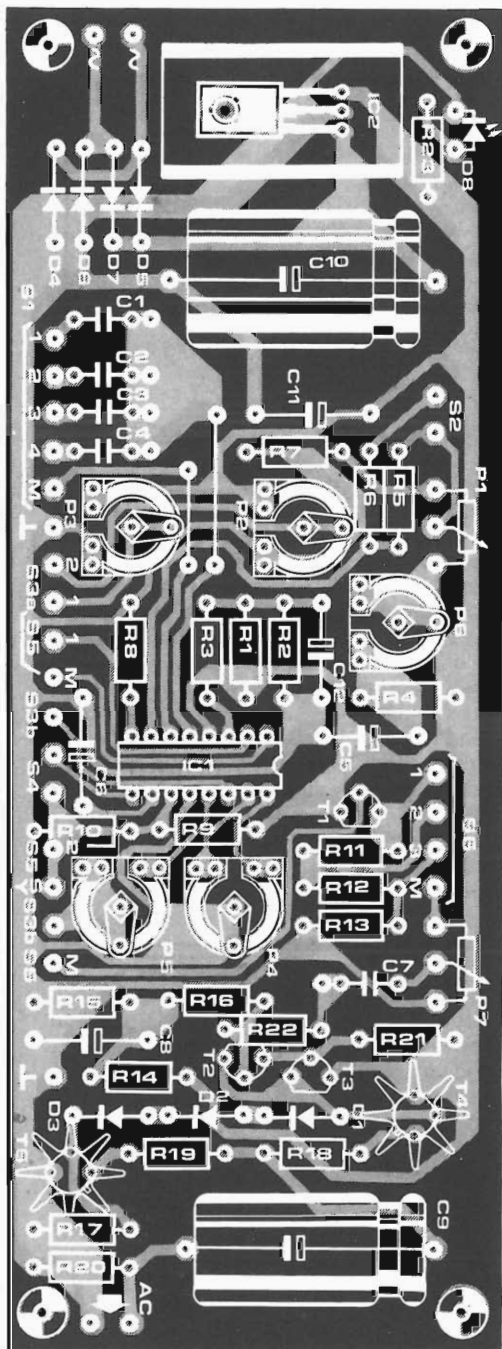
Fig. 5.12 Serigrafia delle piste e disposizione dei componenti per il generatore di funzioni.

Elenco dei componenti per le figure 5.9 ... 5.11

Semiconduttori

IC1 = XR 2206
IC2 = L 130
T1 =BC 108 (107,109,546, 547,548) B
T2 =BC 109 (107,108,546, 547,548,549) C
T3 =BC 178 (177,179,556, 557,558) B
T4 = BC 140
T5 = BC 160
D1...D3 = 1N4148
D4...D7 = 1N4001
D8 = LED

Resistenze

R1,R2,R22 = 4k7
R3 = 56 k
R4 = 1k8
R5,R6 = 8k2
R7 = 56 Ω
R8 = 2k2
R9 = 5k6
R10,R11,R20 = 3k3
R12 = 330 Ω
R13 = 39 Ω
R14 = 15 k
R15 = 22 k
R16 = 220 k
R17,R23 = 470 Ω
R18,R19 = 10 Ω
R21 = 10 k

Potenziometri

P1 = 500 Ωpotenziometro a filo
P2,P3 = 10 k potenziometro trimmer
P4 = 22 k potenziometro trimmer
P5 = 550 Ω potenziometro trimmer
P6 = 100 Ω potenziometro trimmer
P7 = 10 k potenziometro lineare

Condensatori

C1 = 1 µ
C2 = 100 n
C3 = 10 n
C4 = 1 n
C5,C8,C12 = 2 µ2/16 Tantalio
C6 = 1 µ5/6 Tantalio
C7 = 680 n
C9 = 470 µ/16 V
C10 = 1000 µ/25 V
C11 = 4 µ7/16 V

Commutatori

S1 =	Commutatore 1 via 4 posizioni
S2 =	Interruttore unipolare
S3a, S3b,	S4, S5 = Commutatore 4 vie 5 posizioni, oppure 3 commutatori, dei quali uno a due commutazioni, uno ad una commutazione ed un interruttore in chiusura
S6 =	Commutatore 1 via, tre posizioni

Varie

Tr = Trasformatore 15 V/500 mA; fusibile 100 mA con portafusibile; 2 dissipatori a stella TO5 (per T4/T5); 4 boccole 0/ 4mm.

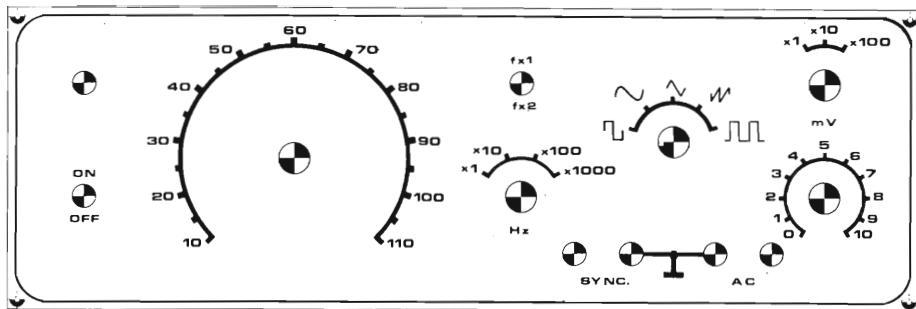



Fig. 5.13 Un razionale pannello frontale facilita il lavoro con lo strumento. Per motivi grafici il pannello è rappresentato rimpicciolito.

integrato, che eroga una tensione di 12 V. Poichè sia l'alimentatore che il generatore e lo stadio finale sono disposti su di un'unica basetta stampata, basta solo collegare il trasformatore di rete (circa 15 V/0,5 A). Il Led D8 segnala l'accensione dell'apparecchio.

Basetta e frontale

L'intero generatore è disposto su di un'unica basetta, e quindi il montaggio risulta alquanto facilitato. La figura 5.13 mostra una proposta per il pannello frontale. La disposizione funzionale di tutti i componenti di servizio si è dimostrata in pratica vantaggiosa.
Sopra l'interruttore generale il Led D8 serve a controllare l'effettiva accensione dello strumento. Subito a destra si trova il potenziometro P1. La grande scala permette un'accurata regolazione della frequenza. Con il commutatore "Hz" (x1, x10, x100 e x1000) si può scegliere il campo di frequenze desiderato, precisamente 10......110 Hz, 100Hz.....1,1 kHz, 1......11 kHz, e 10...110 kHz.
Queste frequenze si possono comunque raddoppiare con il commutatore f x 2, in modo da avere a disposizione otto portate in tutto. Il selettore per le varie forme d'onda si trova subito a destra.
La tensione di uscita può essere regolata con continuità da 0 a 10 mV, da 0 a 100 mV e da 0 a 1000 mV, e la scelta delle portate avviene con il commutatore "mV" (x1, x10, e x100). Il segnale si trova alle boccole "AC" ed il segnale di sincronismo alle boccole "sync".

Cablaggio e costruzione

Per facilitare il montaggio del generatore di funzioni si trova in figura 5.14 uno schema di cablaggio. Specialmente il cablaggio del selettore delle forme d'onda appare a prima vista piuttosto complicato. Si tratta di un commutatore a quattro vie e cinque posizioni sul quale occorre prima fare i collegamenti "interni" e quindi quelli con i corrispondenti punti della basetta (vedi figura 5.14). Per il cablaggio del commutatore S5 si consiglia l'impiego di cavo schermato per evitare un'intermodulazione del segnale ad onda quadra presente su questi conduttori. Il cablaggio dei commutatori S1, S2 ed S6, come pure delle uscite AC e sync., non presenta problemi.

Componenti consigliati

Per P1 si consiglia l'impiego di un potenziometro a filo in quanto questi hanno una linearità migliore dei tipi a carbone. Naturalmente si può impiegare un potenziometro a spirale a dieci giri con regolazione fine. In questo modo si può scegliere la frequenza con molta precisione.
Questo tipo è naturalmente più costoso. Per i condensatori C1...C4 si devono impiegare esclusivamente tipi di ottima qualità (MKM).
Il commutatore impiegato per la selezione delle forme d'onda può essere naturalmente sostituito da tre commutatori singoli (S3a, S4 ed S5, vedi figura 5.15). Il fatto che si

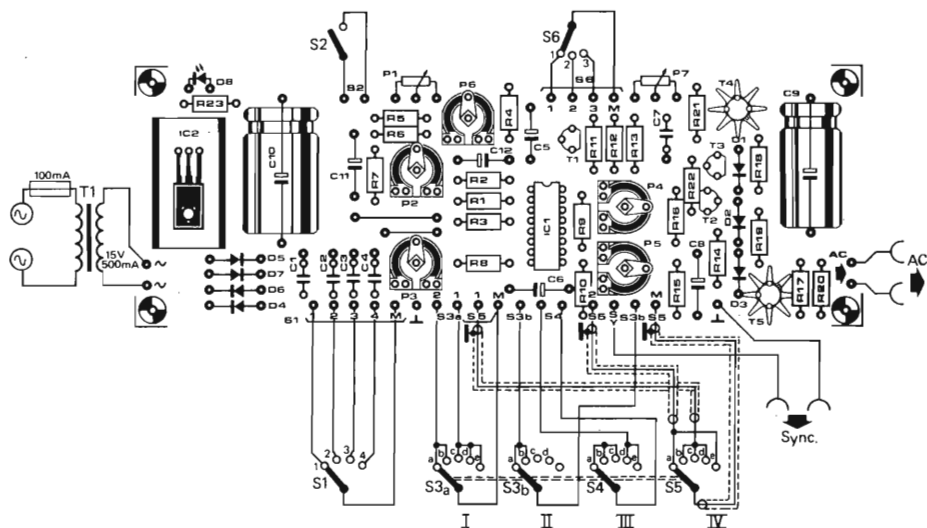



Fig. 5.14 Schema del cablaggio per le boccole, i commutatori ed i potenziometri del pannello frontale.

tratti di una soluzione economica, dipende dal tipo di commutatore usato. Si tratta comunque di una riduzione della comodità d'uso. Però questa possibilità doveva essere menzionata.

La taratura

Dopo il montaggio dei componenti sulla basetta ed il cablaggio dei commutatori e dei potenziometri esterni, occorre controllare attentamente l'intero montaggio. Sucessivamente si può alimentare l'apparecchio e misurare la tensione continua di alimentazione, che si può scostare al massimo del 10% dal valore di 12V.

Regolazione delle ampiezze

Portare per prima cosa S6 in posizione x100 ed R7 a finecorsa orario (ampiezza massima). Scegliere un segnale sinusoidale con frequenza di circa 1 kHz.
Regolare P2 al minimo, ossia con cursore a massa, quindi P4 e P5 in posizione mediana. Collegare all'uscita AC dell'apparecchio un tester che abbia una portata di misura in alternata di 2 V_{eff}. Regolare con P2 una tensione di uscita di 1 o 2 V_{eff}. In conseguenza di ciò bisogna osservare quanto segue. Il vantaggio della maggior tensione di uscita di 2 Veff viene pagato con lo svantaggio di una peggiore forma del'onda alle maggiori frequenze (al di sopra dei 50 kHz circa). Per cui si raccomanda di regolare ad 1 Veff per ottenere un'onda ancora utilizzabile fino a fre-

X = indifferente

Fig. 5.15 Il commutatore impiegato per la scelta della forma d'onda può essere sostituito da tre commutatori distinti (S3a, S3b, S4 ed S5).

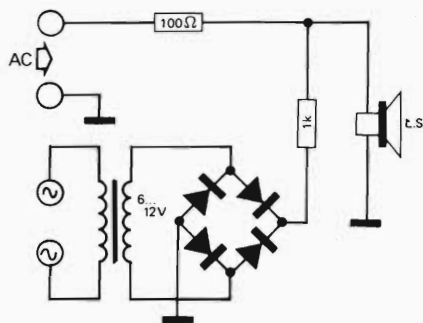
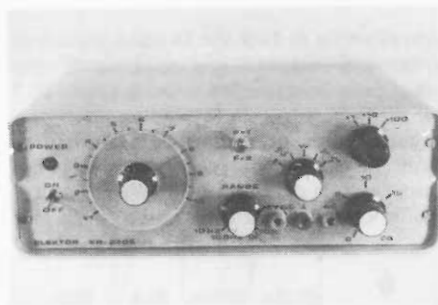



Fig. 5.16 Con questo semplice circuito ausiliario si può effettuare una precisa taratura in frequenza.

quenze di circa 200 kHz. Per ottenere il basso valore di distorsione pubblicato sui dati (valore tipico 0,5%), è inevitabile un'altra regolazione, che richiede la disponibilità di uno strumento di misura del fattore di distorsione. Ancora un consiglio: nonostante

l'accurata scelta del percorso delle piste di rame sulla basetta ed i collegamenti schermati per e da S5, c'è ancora una intermodulazione tra uscita rettangolare ed uscita sinusoidale che avviene in massima parte entro lo stesso circuito integrato; questo provoca la sovrapposizione di stretti impulsi sull'onda sinusoidale. Per applicazioni che richiedono il minimo fattore di distorsione possibile, si può cortocircuitare l'uscita ad onda quadra sync. ed eliminare in questo modo l'origine dei disturbi.

Dapprima si regola P5 per la minima distorsione del segnale d'uscita e si affina la regolazione con P4.

Se non si dispone di misuratore del fattore di distorsione, si è dimostrata come la migliore la posizione mediana dei potenziometri P4 e P5. L'ampiezza del segnale triangolare e di quello a dente di sega si può regolare con P3.

Commutare sull'onda triangolare e predisporre una tensione di circa 0,8V con l'aiuto di P3, usando uno strumento di misura. La regolazione con un oscilloscopio è naturalmente anche possibile.

Onda sinusoidale: regolare con P2 su 2,82 Vss (corrispondono ad 1 Veff) e rispettivamente a 5,65 Vss (2 V eff).

Onda triangolare: regolare con P3 su 2,82 Vss e rispettivamente su 5,65 Vss.

In questo modo è terminata la regolazione delle ampiezze.

Aggiustamento della frequenza. Per fare questo ci sono fondamentalmente due posibilità:

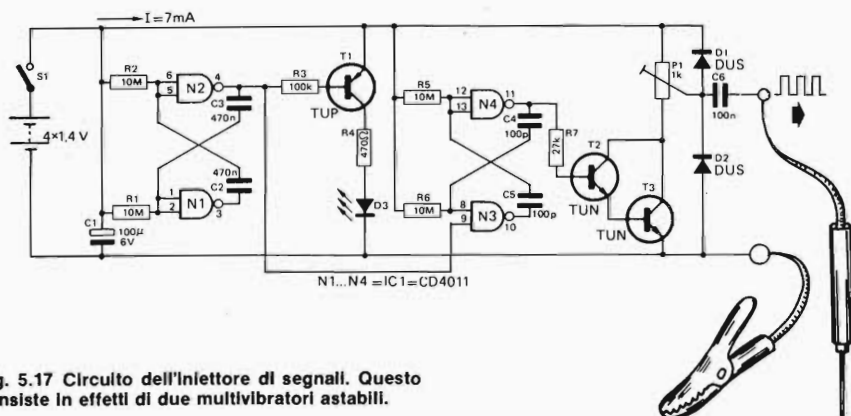



Fig. 5.17 Circuito dell'iniettore di segnali. Questo consiste in effetti di due multivibratori astabili.

1. Con un frequenzimetro:
   Regolare P1 su 100 Hz, collegare il frequenzimetro all'uscita di sincronismo (onda quadra) e tarare con P6 su 100 Hz.
2. Con l'aiuto di un circuito sostitutivo (figura 5.16)

La tensione alternata fornita da un trasformatore per campanelli, che è di circa 6....12V, viene raddrizzata e portata all'altoparlante tramite una resistenza da 1 k. In questo modo avremo ai capi dell'altoparlante una tensione continua pulsante di 100 Hz, che risulta ben udibile. Inoltre l'altoparlante riceve, tramite una resistenza da 100 Ω un segnale sinusoidale a 100 Hz dal generatore (uscita AC). Poichè i due segnali si sommano, appare un battimento. Con P6 regolare fino a battimento nullo. Questo si raggiunge in rari casi, in quanto sia la frequenza di rete che quella del generatore sono soggette ad oscillazioni periodiche. Ci si dovrebbe accontentare di raggiungere una frequenza di battimento molto bassa (minore di 5 Hz).

Iniettore di segnali

Nell'esame dei circuiti amplificatori un iniettore di segnali è un sistema alternativo al generatore di funzioni. Non si tende tanto ad una misura esatta, quanto ad una rapida e razionale ricerca dei guasti.
Gli iniettori di segnali che si trovano in commercio generano di regola una tensione ad onda quadra con frequenza di 1 kHz. In pratica si è dimostrato che un'interruzione ritmica del segnale ad onda quadra facilita grandemente il riconoscimento del segnale. Questo segno di riconoscimento è stato realizzato elettronicamente nell'iniettore di segnali che descriviamo qui di seguito.
Si consideri il circuito di figura 5.17, notando che in pratica l'iniettore di segnali è formato da due multivibratori astabili. L'oscillatore formato dalle porte logiche N3 ed N4 oscilla con una frequenza di circa 1 kHz. I componenti che ne determinano la frequenza sono le resistenze R5, R6 ed i condensatori C4, C5. Per mezzo del generatore di cadenza formato dalle porte N1, N2, l'oscillatore da 1 kHz viene periodicamente avviato ed arrestato. Le resistenze R1, R2 ed i condensatori C2 e C3 determinano il rapporto segnale-pausa.

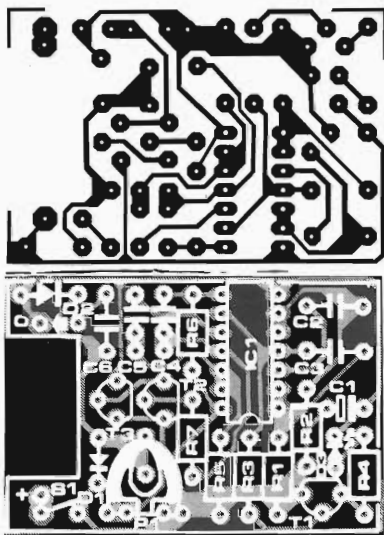



Fig. 5.18 Serigrafia delle piste e disposizione dei componenti dell'iniettore di segnali.

Resistenze

R1,R2,R5,R6 = 10 M
R3 = 100 k
R4 = 470 Ω
R7 = 27 k
P1 = 1 k Trimmer

Condensatori

C1 = 100 μ/6 V
C2,C3 = 470 n
C4,C5 = 100 p
C6 = 100 n/250 V (vedi testo)

Semiconduttori

IC1 = CD 4011
T1 = TUP
T2,T3 = TUN
D1,D2 = DUS (vedi testo)
D3 = LED

Varie

S1 = Interruttore unipolare
4 x pile a bottone.

Le durate del segnale e della pausa possono essere variate a piacere cambiando il valore dei componenti che ne determinano il tem-

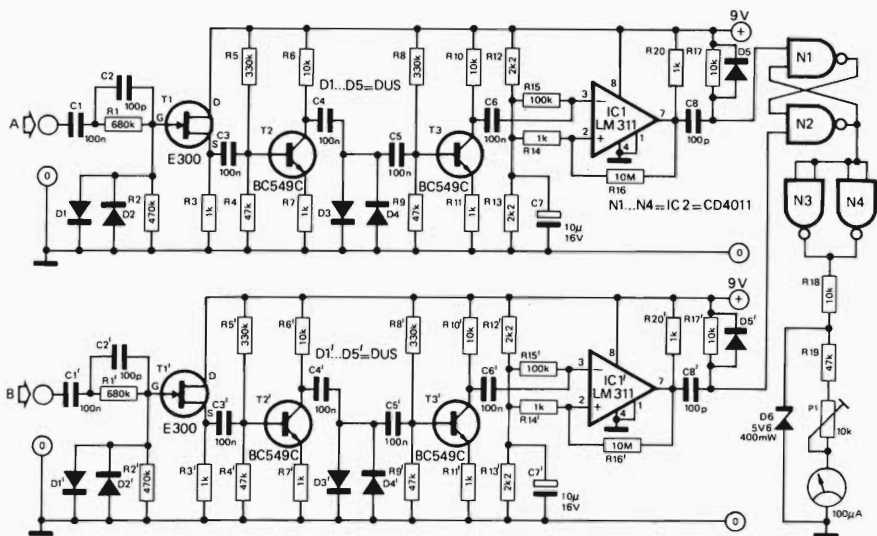



Fig. 5.19 Schema del misuratore di fase.

po. Un controllo ottico della frequenza di tasteggio è possibile con i Led D3. Questo viene pilotato tramite T1. I transistori T2 e T3 collegati in Darlington producono, grazie al loro elevato guadagno in corrente, un segnale rettangolare dai fianchi molto ripidi, e provvedono ad una bassa resistenza d'uscita.

La tensione d'uscita è regolabile con P1.

I diodi D1 e D2 eliminano dannosi effetti di reazione in tensione provenienti dal circuito sotto prova. Se con l'iniettore di segnali si devono controllare anche circuiti a valvole, sia i diodi D1 e D2 che il condensatore C6 devono poter sopportare una tensione almeno uguale alla massima che si potrà trovare nel circuito in prova. Poichè l'assorbimento di corrente del circuito è molto piccolo, esso può anche venir alimentato da quattro pilette a bottone.

Misuratore di fase

Con il circuito di figura 5. 19 si può misurare la differenza di fase tra due seguali di bassa frequenza (f_{max} = 100 kHz). L'indicazione avviene mediante uno strumento a bobina

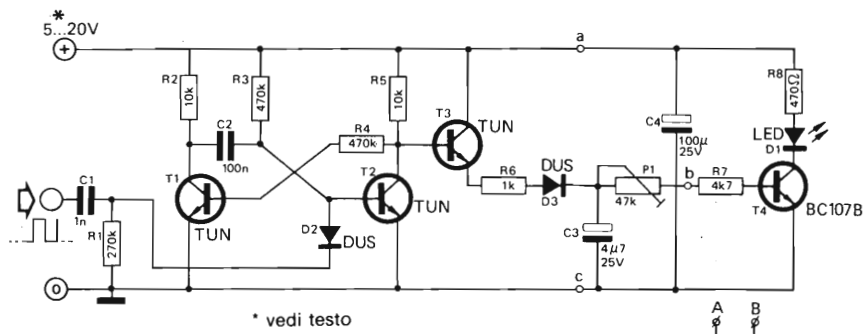



Fig. 5.20 L'indicatore d'impulsi consiste in pratica di un multivibratore astabile.

mobile che ha una scala lineare tarata in gradi di circonferenza (0...360°). Dai segnali A e B vengono ricavati due tensioni ad onda quadra che pilotano l'ingresso di set e rispettivamente di reset del flip-flop N1 - N2. I fianchi di discesa del segnale ad onda quadra A settano il flip-flop; il reset avviene grazie ai fianchi di discesa del segnale ad onda quadra B. La larghezza degli impulsi che appaiono all'uscita di N2 è proporzionale alla differenza di tempo (ed, a una data frequenza, alla differenza di fase) tra A e B. Lo strumento a bobina mobile indica il valore medio della corrente impulsiva che passa entro lo strumento stesso tramite R19 e P1. I circuiti formatori d'impulsi per A e B sono identici: essi consistono ciascuno di un convertitore d'impedenza (T1) di un amplificatore x10 (T2) di un limitatore simmetrico (D3, D4), di un secondo amplificatore x10 (T3), di un comparatore a bassa isteresi (IC1) e di un circuito differenziatore (R17, C8, e D5). La taratura può avvenire con due segnali che siano esattamente sfasati di 180° (per esempio la tensione di un avvolgimento di trasformatore con presa centrale). L'esecuzione dell'indice dello strumento viene regolata con P1 al centro scala.

Indicatore d'impulsi

La figura 5.20 mostra lo schema dell'indicatore di impulsi. Con questo si può stabilire se in un determinato punto di un circuito ci siano o no degli impulsi. Il punto del circuito da esaminare viene collegato al condensatore C1. L'ampiezza minima degli impulsi alla quale l'indicatore può ancora funzionare è di circa 1V (valore picco-picco).
Se ci sono degli impulsi all'entrata del circuito questi vengono dapprima differenziati da C1 ed R1. I fianchi negativi di impulso raggiungono, tramite D2, la base di T2. T1 e T2 formano un multivibratore monostabile, il cui stato di non stabilità dura circa 32 ms dopo il trigger. Quindi se la base di T2 riceve un impulso tramite D2, il suo collettore rimane per circa 32 ms al potenziale di alimentazione. Il condensatore C3 si carica ora tramite T3, R6 e D3. Attraverso P1 ed R7 il transistor T4 passa in conduzione, per cui si accende il Led D1 inserito nel suo circuito di collettore. Se su C1 si presenta una sequenza

Fig. 5.21

di impulsi, il multivibratore monostabile continua a venir avviato, e C3 resta carico. Dopo l'ultimo impulso C3 si scarica su P1, R7 e la giunzione base-emettitore di T4. Il tempo minimo di scarica di C3 si può regolare con P1 a circa 100 ms mentre il tempo massimo è di circa 1 s.
Dopo la scarica di C3 il Led si spegne ed indica quindi che all'ingresso non ci sono più impulsi.
Un maggior tempo di ritardo tra l'ultimo impulso su C1 e lo spegnimento del diodo Led si può ottenere aumentando C3 fino ad

Fig. 5.22 Indicatore di polarità.

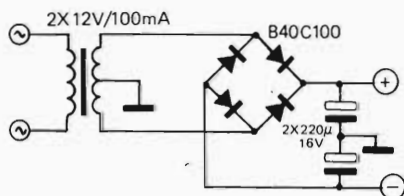



Fig. 5.23 Semplice alimentatore per l'indicatore di polarità.

un massimo di 22 μ/25V. In questo caso il tempo di ritardo si può regolare tra 0,5 e 5s. Tempi ancora maggiori sono possibili aumentando C2 a 0,68 μ e C3 a 220 μ/25V (tempo di ritardo tra circa 5 e 70 s).
La corrente assorbita dal circuito di figura 5.20 è di circa 9 mA con 5V di alimentazione e di circa 45 mA a 20V di alimentazione.
Al posto dei Led si può sistemare al collettore di T4 anche un relè. La figura 5.21 mostra il corrispondente schema parziale. I contatti A/B del relè possono per esempio essere usati per azionare allarmi o per pilotare degli indicatori.
La massima corrente di collettore di T4 è di 100 mA. La tensione di funzionamento del relè dovrebbe almeno essere pari alla tensione di alimentazione.

Indicatore di polarità

Con questo indicatore di polarità si può verificare se ad un certo punto di un circuito ci sia un potenziale positivo oppure negativo. A causa dell'alta impedenza di ingresso (1M) del circuito indicatore, il carico introdotto al punto di misura è molto piccolo e si può in genere trascurare. Nel controllo di punti sensibili (per esempio l'ingresso di un amplificatore operazionale) è comunque richiesta l'alta resistenza d'ingresso. Il cuore del circuito è costituito da un amplificatore operazionale tipo 741 il cui ingresso non invertente preleva il segnale da controllare. Il guadagno del circuito è di circa 150, cosicchè anche piccoli livelli di tensione saturano l'amplificatore (limitazione). Il valore della tensione di uscita viene rilevato otticamente dai due diodi Led D1 e D2.
D1 si illumina per livelli positivi e D2 per livelli negativi. Si osservi inoltre che la numerazione dei piedini dell'operazionale nello schema si riferisce al contenitore TO-5.

Sonda logica perTTL e C-MOS

Questa sonda si differenzia dalle altre versioni sotto due punti di vista: si possono controllare sia circuiti TTL che C-MOS; inoltre si possono identificare tre altri stati oltre ai segnali logici "0" e "1".
Nei circuiti TTL, allo stato logico "0", corrisponde una tensione di 0,8V o meno, mentre ad un "1" corrisponde una tensione di alme-

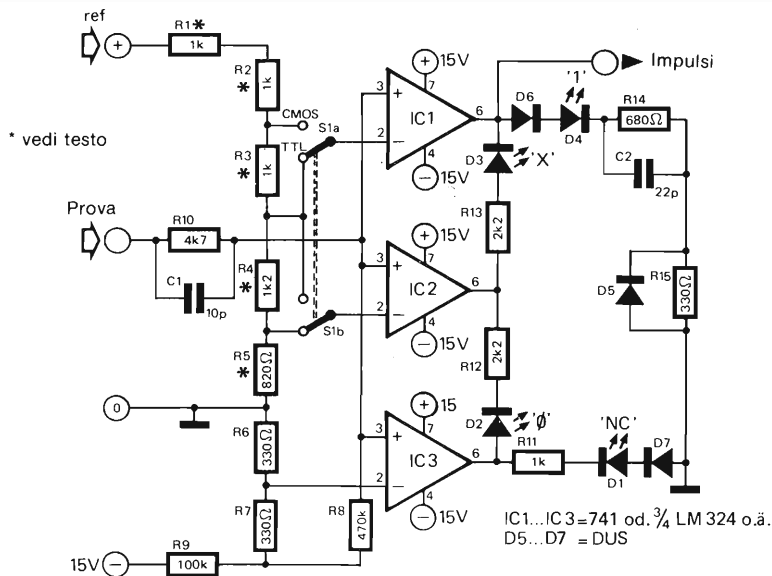



Fig. 5.24 Schema della sonda logica; è adatta sia per la prova di circuiti TTL che di circuiti CMOS. Vantaggioso l'impiego di un amplificatore operazionale quadruplo.

no 2V. Tra le tensioni di 0,8 e 2V lo stato logico non è definito e quindi questo intervallo si definisce "proibito".
Per circuiti digitali in tecnica C-MOS non si possono dare valori fissi di tensione in quanto dipendono dalla tensione di alimentazione. Tensioni di segnale che ammontano a meno del 40% della tensione di alimentazione sono riconosciuti dal C-MOS come livelli "0" mentre per valori superiori al 60% si parla di livello "1". Il campo di indeterminazione è nei C-MOS tra il 40% ed il 60% della tensione di alimentazione.
Per poter rilevare tutti i valori di tensione si fa preferibilmente uso di comparatori di tensione analogici. Questi si distinguono non soltanto per l'elevata impedenza di ingresso ma anche perchè si può rendere la soglia di commutazione dipendente dalla tensione di alimentazione del circuito da provare per mezzo di un partitore di tensione.
La figura 5.24 mostra il circuito costruito con tre comparatori (IC1...IC3). Gli ingressi non invertenti (+) sono collegati al punto da controllare tramite la resistenza R10 mentre la tensione di alimentazione *del circuito sotto verifica* viene applicata al partitore di tensione R1..R5. Se il commutatore S1 è nella posizione "TTL" la tensione all'ingresso invertente (-) di IC1 è di 2V e quella all'ingresso invertente di IC2 è di 0,8V (questi valori di tensione presuppongono che il circuito TTL sia alimentato a 5V). L'ingresso invertente del comparatore IC3 si trova tramite le resistenze R6, R7 ed R9, ad una tensione di -50 mV.
Se la tensione al punto di misura è maggiore di 2V tutte le uscite dei comparatori sono "alte"; la conseguenza è che il Led D4 si illumina. Per una tensione di ingresso tra 2 e 0,8 V le uscite di IC2 e di IC3 sono a tensione alta mentre l'uscita di IC1 è "bassa". In queste condizioni il Led D3 indica che la tensione del segnale sta nel campo proibito. Una tensione d'ingresso tra 0 e 0,8V ha come conseguenza che c'è una bassa tensione alle uscite di IC1 ed IC2 mentre l'uscita di IC3 è ad alta tensione. Il Led D2 segnala la presenza di uno "0" al punto di misura.
Può anche avvenire che il tester venga collegato ad un piedino dell'integrato che internamente non è connesso (cieco). Questi piedini sono di solito contrassegnati nei fogli

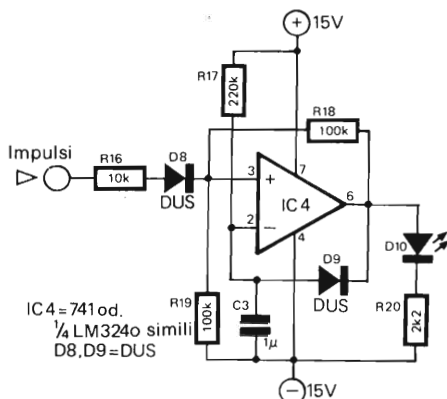



Fig. 5.25 Ampliamento della sonda per la rivelazione di segnali impulsivi.

dati con NC (not connected).
Se si capita su uno di questi piedini il fatto viene segnalato dalla tensione del Led D1. Gli ingressi non invertenti di tutti e tre i comparatori si trovano ad ingresso del tester aperto, ad una tensione di -100 mV dovuta alla resistenza R8.
Prima di provare un circuito costruito in tecnica C-MOS, S1 deve essere portato nella posizione allo scopo prevista. Il funzionamento del tester rimane invariato; si portano solo le soglie di commutazione di 0,8V e di 2V al 40 e rispettivamente 60% della tensione di alimentazione.
Il tester abbisogna di una tensione di alimentazione simmetrica di ± 15V e di una corrente di 40 mA massimi per ogni polarità. Finora è stato dato per scontato che lo stato logico al punto di misura del circuito rimanesse costante per un lungo periodo di tempo. Questo però non succede sempre; molto spesso si ha a che fare con segnali impulsivi e con sequenze di impulsi. Il tester non dà in molti di questi casi informazioni conclusive. Con una semplice modifica del tester (vedi figura 5.25) si può chiarire anche questo punto. L'aggiunta consiste in un multivibratore monostabile che viene triggerato da eventuali impulsi presenti al punto di misura.
Il Led D10 si illumina per circa 0,2 s ad ogni impulso; per una frequenza di impulsi maggiore di 5 Hz questo Led rimane acceso in continuità.

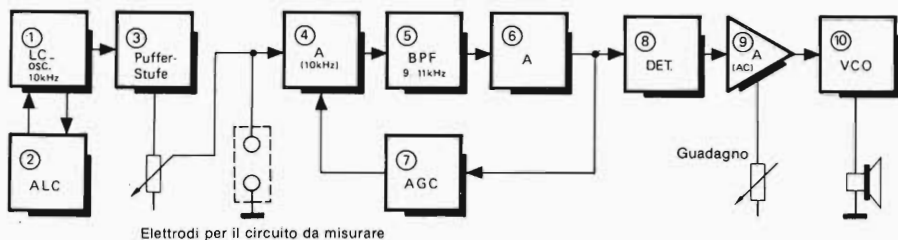



Fig. 5.26 Schema a blocchi del rivelatore di variazioni d'impedenza.

Le connessioni "impulso" del circuito del tester e del monostabile di figura 5.25 sono facilmente unite tra di loro.

Rilevatore di variazioni di impedenza

Per la visualizzazione di piccole variazioni di resistenza in circuiti ad alta impedenza un semplice ohmmetro non è sufficiente. Con questo il risultato di misura può essere falsato da tensioni di disturbo che possono avere origine dallo stesso circuito sotto misura oppure da altre sorgenti di disturbo.
Errori di questo tipo si possono però evitare quando si impieghi come tensione di misura una tensione alternata di adatta frequenza (per esempio 10 kHz) ed un filtro selettivo. Una simile disposizione di misura non solo mostra le variazioni della resistenza reale ma anche le variazioni di impedenza. Il rivelatore può essere impiegato per ricerche sul corpo umano od animale, sulle piante, sui quali si possono rilevare variazioni d'impedenza dovute a stimoli dei più diversi tipi. Dapprima uno sguardo sul metodo da impiegare per determinare il valore di una resistenza ignota. La batteria contenuta in un multimetro è l'originale della piccola corrente che, dopo la commutazione alla necessaria portata, passa nell'oggetto da misurare (resistenza ignota). Questa corrente è proporzionale al valore della resistenza da misurare, e causa la deviazione dell'indice dello strumento. È facile comprendere che, specialmente per misure di resistenze di alto valore con strumenti molto sensibili, i disturbi di origine esterna come le cariche statiche, tensioni indotte e così via, potrebbero facilmente portare ad un risultato di misura errato. Anche se l'intero sistema viene schermato contro le influenze esterne, ci sarebbero ancora le variazioni delle tensioni continue interne, per esempio per variazioni del carico, ad agire sfavorevolmente sul risultato della misura. Per quanto si possa trovare una so-

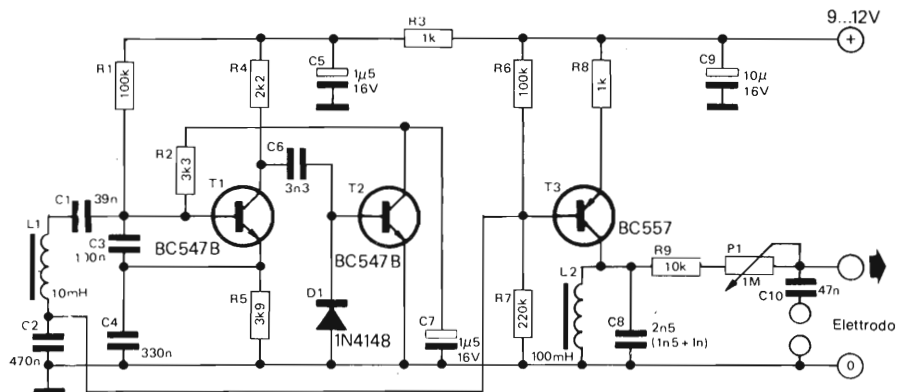



Fig. 5.27 Schema del "trasmettitore"; esso produce un segnale a 10 kHz di ampiezza e frequenza costanti.

luzione del problema con l'impiego di artefici tecnici (per esempio l'impiego di strumenti a bobine incrociate), non tutti i problemi sono ancora risolti. La figura 5.26 mostra, sotto forma di schema a blocchi, il metodo che sta alla base del sistema di misura qui impiegato. Un oscillatore LC (blocco 1) produce una tensione alternata di 10 kHz con ampiezza e frequenza costante. La stabilità di frequenza si ottiene con l'impiego di un determinato tipo di oscillatore, mentre la costanza dell'ampiezza si raggiunge con l'impiego di un ALC (automatic level control = controllo automatico di livello; blocco 2). Per non caricare troppo l'ALC, viene inserito uno stadio separatore (blocco 3) ad alta resistenza interna. L'impedenza disposta tra i puntali di misura e la resistenza interna dello stadio separatore formano un partitore di tensione non solo per il segnale da 10 kHz, ma anche per eventuali tensioni di disturbo. Dato che solo la tensione da 10 kHz ribassata dal partitore è la misura per l'impedenza ignota, il segnale preamplificato dal blocco 4 passa attraverso un filtro di banda selettivo (blocco 5). L'attenuazione del filtro viene compensata dal successivo stadio amplificatore (blocco 6). Se si deve avere l'indicazione del valore assoluto dell'impedenza da misurare, manca ora soltanto un appropriato circuito rivelatore (blocco 8); la tensione continua che esce da quest'ultimo è proporzionale all'impedenza dell'oggetto della misura. Il circuito potrebbe anche essere organizzato in modo che delle *variazioni* d'impedenza vengano segnalate acusticamente. A questo scopo, al rivelatore segue uno stadio il cui guadagno in tensione è regolabile (blocco 9), ed infine un oscillatore pilotato in tensione (VCO, blocco 10). La frequenza della nota emessa dall'altoparlante varia a seconda delle variazioni d'impedenza dell'oggetto della misura. La regolazione automatica del guadagno (AGC, blocco 7) ha il compito di mantenere costante l'ampiezza del segnale a 10 kHz, qualora non varii l'impedenza dell'oggetto da misurare. Esso determina la frequenza di riposo del VCO e quindi l'altezza della nota ad impedenza costante. La frequenza è stata scelta in modo che, tenendo conto della sensibilità dell'orecchio umano, possano essere percepite anche le minime variazioni della

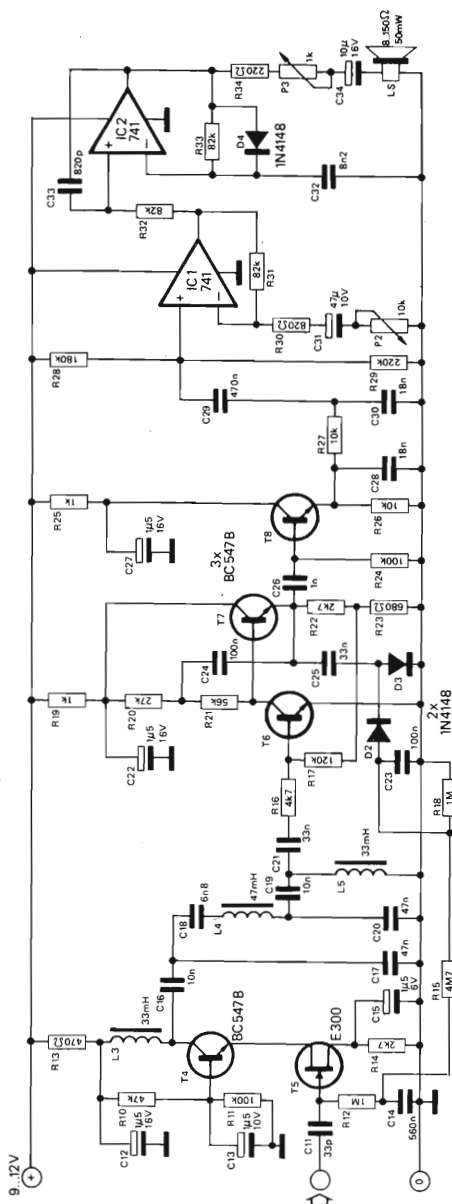



Fig. 5.28 Nel "ricevitore" il segnale a 10 kHz viene amplificato e depurato delle tensioni di disturbo. Una regolazione del guadagno (AGC) ritardata fa in modo che vengano rivelate come variazioni della nota in uscita solo *variazioni* dell'impedenza.

frequenza stessa. L'AGC reagisce con relativa lentezza, quindi possono essere udite anche variazioni lente dell'impedenza. Se per esempio l'impedenza dell'elemento da misurare aumenta, aumenta anche la tensione all'uscita del rivelatore (blocco 8); la conseguenza è una variazione dell'altezza della nota. Se l'impedenza si stabilizza ad un determinato valore, l'ampiezza del segnale all'ingresso del rivelatore e proveniente dall'AGC, ritorna lentamente al suo valore originario. L'altezza della nota proveniente dall'altoparlante sarà quindi la stessa che si aveva prima della variazione dell'impedenza.

La figura 5.27 mostra lo schema di quella parte del circuito che possiamo definire come "trasmettitore".

A questo appartengono l'oscillatore LC, l'ALC e lo stadio separatore (buffer). L'oscillatore LC è formato dal transistor T1. Il circuito risonante serie formato da L1, C1 e C2 ne determina la frequenza. La reazione proviene dall'emettitore ed è applicata alla base di T1 tramite il partitore di tensione capacitivo C3/C4. Un simile circuito oscillatore si distingue per la grande stabilità in frequenza. Per mantenere costante anche l'ampiezza viene impiegato il circuito ALC formato da T2. Per un aumento dell'ampiezza al collettore di T1, T2 viene pilotato ad una maggior conduzione, in modo che si ha una caduta della tensione alla base di T1. Per questo motivo anche l'ampiezza dell'oscillatore diminuisce. Eventuali variazioni vengono così compensate. Il segnale d'uscita viene prelevato al condensatore C2. A causa dell'elevato fattore di merito del circuito oscillatorio serie, la tensione su C2 è maggiore che nel resto del circuito.

Per caricare al minimo possibile l'oscillatore e mantenere bassi gli effetti di reazione, segue lo stadio separatore con T3. Questo ha un'alta resistenza sia all'ingresso che all'uscita. L'altra resistenza d'uscita è necessaria in quanto l'impedenza dell'oggetto della misura, che forma con questa impedenza d'uscita un partitore, è anch'essa molto alta. Il fattore di ripartizione può essere regolato con il potenziometro P1.

Nel circuito di collettore di T3 c'è un circuito oscillante LC in parallelo (L2/C8) con frequenza di risonanza 10 kHz. Il circuito funziona, a questa frequenza, come resistenza di collettore molto elevata, in modo da ottenere la massima amplificazione di tensione proprio a questa frequenza. Eventuali componenti del segnale a frequenze diverse vengono filtrate ed eliminate.

In figura 5.28 si vede il circuito del "ricevitore". Esso ha un'alta impedenza d'ingresso in modo da caricare poco l'oggetto della misura. Il segnale a 10 kHz proveniente dal partitore di tensione viene dapprima preamplificato e mandato quindi al filtro selettivo LC. Il filtro è formato dai condensatori C16.....C21 e dalle induttanze L3....L5.

Il filtro passabanda deve essere chiuso su un'impedenza ben definita, e quindi al filtro stesso segue uno stadio amplificatore con "massa virtuale" (T6/T7).

La resistenza R16 determina l'impedenza terminale del filtro. Tra questo stadio amplificatore e lo stadio d'ingresso si trova l'anello di regolazione del controllo automatico del guadagno (AGC), formato da R12, R15,

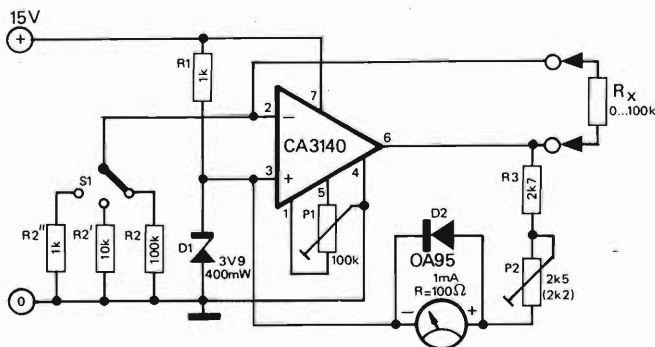



Fig. 5.29

Tabella 1

Pulsante	U_b	I_z
S1	25 V	2,22 mA
S2	25 V	6 mA
S3	25 V	22,2 mA
S1 + S2	25 V	8,2 mA
S1 + S3	25 V	24,4 mA
S2 + S3	25 V	28,2 mA
S1 + S2 + S3	25 V	30 mA

Tabella 1. I valori calcolati della corrente di Zener all'azionamento dei pulsanti S1....S3 (vedi figura 5.31). In pratica, a causa delle variazioni delle caratteristiche degli elementi e per l'influenza della temperatura, si possono avere scostamenti del ± 10%.

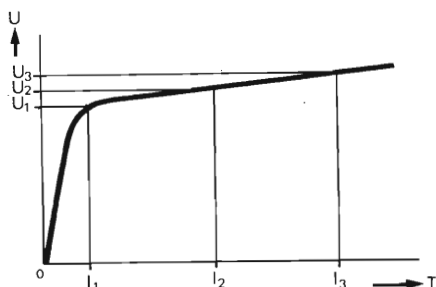



Fig. 5.30 Curva caratteristica corrente - tensione di un diodo Zener. Si può vedere facilmente che a differenti correnti di Zener possono essere misurate differenti tensioni di Zener. La tensione di Zener dichiarata dal fabbricante si riferisce di solito ad una corrente di 5 o 10 mA.

R18, C14, C23, D2 e D3. Se l'ampiezza del segnale al partitore di tensione aumenta, aumenta anche l'ampiezza del segnale all'emettitore di T7. I due diodi D2 e D3 producono una tensione di riferimento negativa che viene applicata al gate del FET T5 tramite il circuito RC formato da R15/C14, in modo da abbassare il guadagno dello stadio d'ingresso (T4/T5). Poichè l'elemento RC provoca un forte ritardo, anche variazioni d'impedenza relativamente lente non vengono ancora compensate dall'AGC.

Il segnale a 10 kHz passa ora al circuito rivelatore con T8, la cui uscita è accoppiata in tensione alternata con l'ingresso dell'amplificatore di tensione IC1. A causa dell'accoppiamento in alternata, l'amplificatore di tensione reagisce esclusivamente alle variazioni della tensione continua prodotta dal rivelatore (T8) e quindi in definitiva alle variazioni dell'impedenza dell'oggetto sotto misura.

Le variazioni di tensione amplificate pilotano un VCO (IC2); questo trasforma le variazioni d'impedenza in variazioni dell'altezza della nota. Con il potenziometro P2 si può regolare la sensibilità del VCO e con P3 il volume.

Dalla descrizione che precede risulta chiaro che impedenza e resistenza, per quanto parenti tra loro, non sono però grandezze identiche.

Il titolo "rivelatore di variazioni d'impedenza" è stato scelto per la precisa ragione che non è possibile stabilire con sicurezza se l'eventuale induttanza o capacità dell'oggetto da misurare si mantengono costanti. Se devono essere rilevate esclusivamente variazioni della resistenza reale (ohmica), si deve escludere dalla parte immaginaria (induttiva o capacitiva) dell'impedenza. Questa parte può essere determinata grazie allo sfasamento tra segnale d'ingresso e di uscita, e quindi messa (elettronicamente) da parte.

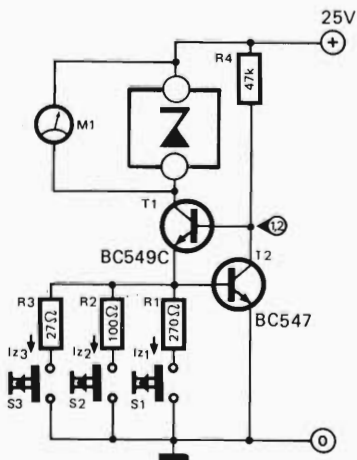



Fig. 5.31 Schema del provazener che è in pratica formato da un generatore di corrente costante commutabile. Dai differenti valori di misura si possono trarre indicazioni sull'andamento della curva caratteristica dello Zener. La tensione di Zener può essere misurata per esempio con un tester universale.

Ohmmetro lineare

Con l'integrato CA 3140 si può facilmente costruire un ohmmetro lineare. Il circuito funziona come segue:
La tensione all'ingresso non invertente è di 3,9V. Se al posto di Rx si collega ai morsetti d'ingresso un ponticello di cortocircuito, anche all'uscita del 3140 ci sarà una tensione di 3,9V. L'integrato si comporta perciò in modo che la tensione all'ingresso invertente si uguagli a quella dell'ingresso non invertente. Quando questo avviene esattamente si deve compensare con P1 la tensione di offset. Allo scopo occorre posizionare P2 alla minima resistenza e, con Rx = 0Ω portare a zero la deviazione dell'indice dello strumento con P1.

Per la giusta regolazione di P1, l'indice deve restare a zero invertendo per controllo la polarità ai morsetti dello strumento.
L'ingresso invertente dell'integrato ha un'impedenza estremamente alta, cosicchè attraverso Rx ed R2 passa praticamente la stessa corrente. Se i valori di Rx e di R2 corrispondono, saranno uguali anche le cadute di tensione su queste due resistenze (3,9V). La tensione all'uscita dell'integrato sarà quindi di 7,8V, cosicchè allo strumento di misura completo delle resistenze di caduta di tensione, ci sarà la tensione di 7,8V, dedotta la tensione di Zener. Con P2 si può correggere l'indicazione a fondo scala.
Come conseguenza del fatto che la tensione è di 3,9V anche all'ingresso non invertente e quindi la corrente attraverso R2 è costante, sarà costante anche la corrente attraverso Rx. La caduta di tensione su Rx è quindi proporzionale al valore di Rx. Allo strumento di misura, completo delle resistenze di caduta c'è la stessa tensione che su Rx in quanto ambedue i rami sono costretti entro i limiti di 3,9V e della tensione di uscita dell'integrato. La corrente che passa attraverso lo strumento indicatore è per questo motivo proporzionale alla resistenza Rx, cosicchè il suo valore può essere letto direttamente (scala lineare!).
Con il commutatore S1 si possono selezionare diversi valori per R2 e quindi diverse portate di misura. Per una maggiore praticità si sceglie sempre con S1 la resistenza R2 maggiore di Rx. In questo caso il fondo scala dell'indicatore (portata di misura) corrisponde al valore di R2. Questo permette una comoda taratura dell'ohmmetro ed in seguito una facile lettura del valore cercato.
Grazie all'alta resistenza d'ingresso dell'integrato 3140 (1,5 TΩ = 1.500.000 MΩ) si possono misurare anche resistenze di valore molto alto. Le resistenze che determinano le portate di misura possono essere scelte tra 100Ω e 10Ω. Nella portata a 100Ω l'assorbimento di corrente del circuito è di circa 50 mA. In tutte le altre portate l'assorbimento è minore di 20 mA.
Invece di uno strumento fisso da 1 mA si può impiegare un multimetro da 20 kΩ/V disposto nella portata da 1 mA. Qualora si abbia a disposizione solo uno strumento con scala a 0,5 mA, il valore di R3 deve essere portato a 4k7 e quello di P2 a 5k (4k7).
La precisione dell'ohmmetro dipende dalla precisione dello strumento indicatore impiegato, dalla tolleranza di R2 e dalla precisione della resistenza impiegata al posto di Rx per la taratura.

Provazener

Con questo circuito ed un qualsiasi tester universale si può stabilire con precisione la tensione di zener di un diodo Zener di caratteristiche sconosciute.
La maggior parte dei diodi Zener vengono muniti da parte del costruttore di un contrassegno dal quale si può ricavare direttamente la tensione di Zener. Purtroppo alcuni costruttori adottano delle designazioni che non hanno alcun rapporto riconoscibile con la tensione di Zener. Se in questi casi non si dispone dei corrispondenti cataloghi, la situazione è la stessa di quando una scritta risulta illeggibile, e non resta che la misura della tensione di Zener.
Per una misura di massima basta un generatore di tensione continua, una resistenza ed un multimetro universale, ma la precisione di una simile misura lascia alquanto a desiderare.
La figura 5.31 mostra la caratteristica corrente-tensione di un diodo Zener, che risulta tipica per quasi tutti gli esemplari. Si può facilmente vedere che la tensione di Zener dipende dalla corrente di Zener. Le ten-

sioni fornite nei fogli dati si riferiscono per lo più ad una corrente di 5 o di 10 mA. Un provazener deve quindi erogare una corrente costante di 5 o di 10 mA. Il metodo di misura di cui si è accennato, con generatore di tensione e resistenza è quindi inadeguato in quanto la corrente di Zener non è indipendente dalla tensione.
Risultati di misura molto più affidabili si ottengono con il circuito di figura 5.31. Questo fornisce diverse correnti costanti che possono essere fatte passare a scelta attraverso il diodo Zener per effettuare la misura. Se per esempio si preme il pulsante S1, attraverso il diodo Zener, R1 e T1 passa una corrente. La base di T1 viene posta, tramite la resistenza R4 al positivo dell'alimentazione, dimodochè questo transistor risulta in conduzione. Alla resistenza R1 si può avere una caduta di 0,6V al massimo, perchè altrimenti T2 passa in conduzione. La maggior corrente che passa di conseguenza attraverso R4 provoca una caduta di tensione alla base di T1 e quindi una diminuzione della corrente attraverso il diodo Zener ed R1. Viceversa una maggior caduta di tensione su R1 provoca un aumento della tensione di base e quindi un aumento della corrente che passa attraverso R1 ed il diodo Zener. Aumenta quindi nuovamente la tensione su R1.
La corrente di Zener è pari al quoziente tra la tensione base-emettitore di T2 ed il valore della resistenza R1. Al posto di R1 possono essere messe in circuito, premendo i pulsanti S2 ed S3, anche le resistenze R2 ed R3 (come pure una combinazione di R1, R2 ed R3), in modo che possano passare attraverso il diodo Zener parecchie correnti costanti. Con il dimensionamento dato ed una tensione di alimentazione di 25V, la corrente di Zener assume, con l'azionamento dei pulsanti S1, S2 ed S3 i valori di circa 2,2 mA, 6 mA e 22 mA. La tensione di Zener può essere letta su un voltmetro in tensione continua (M1) che è collegato in parallelo al diodo Zener.
Misurando le diverse tensioni alle varie correnti si ottengono alcuni punti della caratteristica del diodo Zener, in modo da poterne valutare approssimativamente l'andamento. Nella tabella appaiono i valori ottenuti con il calcolo per le correnti di Zener alla pressione dei vari tasti. Poichè i valori delle resistenze sono soggetti, al pari delle caratteristiche dei transistori, a dispersione, non si può evitare in pratica una tolleranza delle correnti ottenute del ± 10%. Nella maggior parte dei casi la precisione ottenibile dovrebbe però essere sufficiente. Poichè la tensione di alimentazione è di 25V la massima tensione di Zener misurabile è di 22V. Una piccola ondulazione della tensione di alimentazione non ha effetti dannosi: per l'alimentatore bastano quindi solo un trasformatore a 18V, un raddrizzatore a ponte ed un condensatore elettrolitico di filtro (per esempio 470 μ).

Generatore di taratura

Chi possiede un oscilloscopio dovrebbe possedere tra l'altro come accessorio un generatore di taratura con il quale si possa controllare in modo semplice e veloce se una funzione è corretta.
Il circuito qui descritto è adatto ad essere direttamente inserito nell'oscilloscopio grazie alla semplicità del progetto.
Un oscilloscopio è uno strumento da laboratorio molto utile e versatile, e questo tanto più quanto migliore ed affidabile è la sua taratura. Questa può avvenire rapidamente con il generatore di taratura.
Le cose che bisogna principalmente controllare sono: l'amplificatore verticale e la base dei tempi. Se avvengono delle deviazioni esse riguardano in genere tutte le portate, che risultano "spostate". Una tale deviazione si riscontra esaminando una qualunque delle portate, in quanto i rapporti tra i vari campi di misura sono stabiliti per mezzo di componenti passivi come resistenze e condensatori i cui valori solo raramente cambiano in una

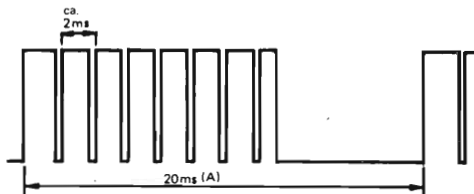



Fig. 5.32 Il segnale di uscita del generatore di taratura. Con questo segnale possono essere eseguiti tre tipi di controlli. L'ampiezza serve alla regolazione della sensibilità verticale. Il periodo lungo (A) serve alla regolazione della base dei tempi, mentre con gli impulsi corti può essere corretta la regolazione dei puntali.

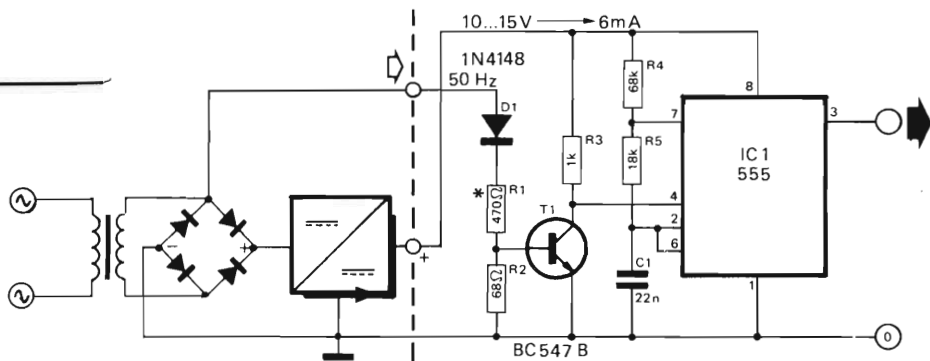



Fig. 5.33 Lo schema indica, a sinistra della linea tratteggiata, l'alimentatore, che fa parte dell'oscilloscopio.

misura che non sia trascurabile. Il difetto colpisce quindi, nella maggior parte dei casi, tutte le portate di misura. Nella rara evenienza che una sola delle portate sia difettosa, il fatto si può rilevare per l'apparire di un rapporto errato nella commutazione delle portate e salta all'occhio anche senza l'uso del generatore di taratura.

Per normali esami di routine è quindi sufficiente controllare la sensibilità verticale e la frequenza di scansione della base dei tempi in una delle portate di misura. Questo può avvenire per mezzo del generatore di tensione di taratura il quale produce una tensione impulsiva con ampiezza e frequenza ben determinate. La figura 5.32 e la foto 1 mostrano il segnale di uscita del generatore. L'ampiezza è uguale alla tensione di alimentazione entro stretti limiti (scostamento massimo 100 mV) e questa può essere misurata con un normale multimetro.

Il circuito produce sequenze di impulsi; la frequenza di ripetizione delle catene è di 50 Hz, prelevati dalla frequenza di rete. Gli impulsi di ciascuna catena sono prodotti dal generatore. Essi hanno una durata di periodo di circa 2 ms e servono alla regolazione dei preamplificatori e degli attenuatori di ingresso.

In pratica il generatore dovrebbe essere per lo più impiegato per questo scopo, al quale si riferiscono anche le foto 2 e 3. Nella foto 2 la taratura non è corretta, la attenuazione non è lineare con la frequenza. Eseguita la regolazione (foto 3) tutte le frequenze contenute nel segnale vengono attenuate in uguale misura. In figura 5.33 è dato il circuito completo del generatore di taratura. L'alimentazio-

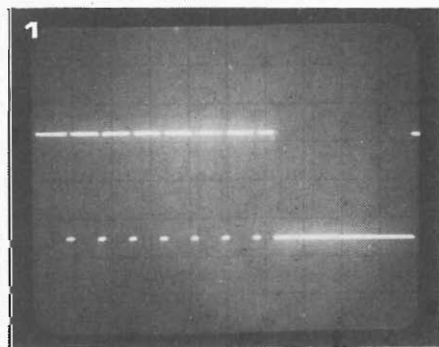



Foto 1 Il segnale d'uscita del generatore di taratura.

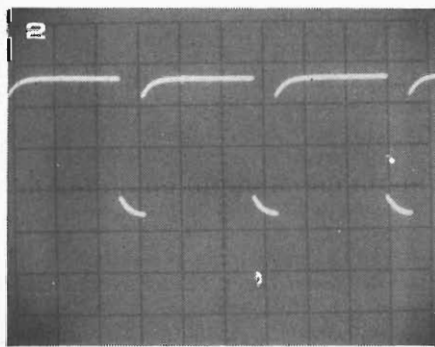



Foto 2 Regolazione errata di una sonda ad attenuazione. Testa e piedi del segnale devono essere piani.

ne è prelevata dall'oscilloscopio; la corrispondente parte del circuito nell'oscilloscopio è segnata in maniera semplificata a sinistra della linea tratteggiata.
Il segnale a 50 Hz viene prelevato ad uno dei capi a corrente alternata del raddrizzatore a ponte, e pilota periodicamente T1 in conduzione. Durante questo tempo il 555 è bloccato sul suo ingresso di reset, l'uscita dell'integrato (piedino 3) ha 0V. Nel resto del tempo l'ingresso di reset è alla tensione di alimentazione, il timer lavora come multivibratore astabile e produce brevi impulsi.

Istruzioni per il montaggio

Il montaggio dei componenti sulla basetta stampata non dovrebbe presentare difficoltà; occorre ad ogni modo fare attenzione alla potenza di perdita ammessa per le resistenze R1 ed R2. Esse devono essere adattate alle diverse tensioni di alimentazione. Informazioni sui giusti valori delle resistenze si ricavano dalla seguente tabella:

Tensione di alimentazione	R1	R2
6 ... 8V	470 Ω	68 Ω
8 ... 11V	680 Ω	68 Ω
11 ... 16V	1 k	68 Ω
16 ... 23V	1 k 5	68 Ω
23 ... 40V	3 k 9 1/2 W	150 Ω

Poichè solo i possessori di un oscilloscopio costruiscono questo circuito è facile controllarne il buon funzionamento, e precisamente facendo gli oscillogrammi delle tensioni di uscita e confrontandoli con la foto 1.
Quando tutto va bene il circuito può essere inserito dentro l'oscilloscopio in una posizione dove ci sia ancora un pò di spazio. Si collega l'uscita con un pernino isolato o con una vite isolata preferibilmente sul pannello frontale in modo che, per il controllo della taratura, basta solo portare il puntale al punto suddetto.

Confronto di tensioni con l'oscilloscopio

Il circuito permette il confronto visuale di-

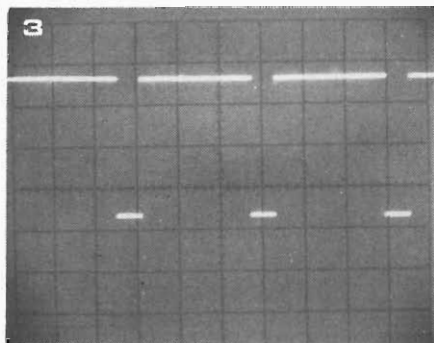



Foto 3 Così appare il segnale per una sonda ben regolata per quanto riguarda la linearità.

Elenco dei componenti

Resistenze

R1 = 470 Ω
R2 = 68 Ω
R3 = 1 k
R4 = 68 k
R5 = 18 k

Condensatori

C1 = 22 n

Semiconduttori

D1 = 1N4148
T1 = BC 547B
IC1 = 555

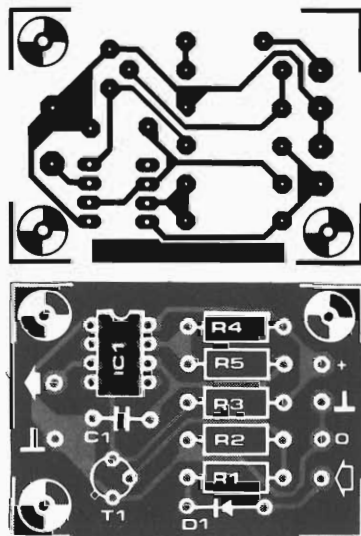



Fig. 5.34 Basetta e disposizione dei componenti. Grazie alle piccole dimensioni la basetta può essere inserita nell'oscilloscopio.

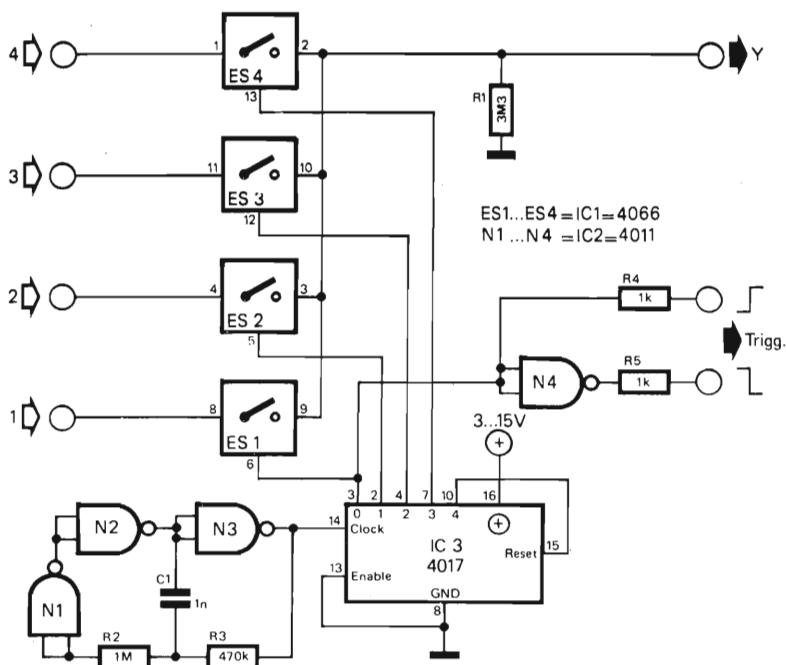



Fig. 5.35 Schema del comparatore di tensioni

retto di diverse tensioni mediante l'oscilloscopio; i singoli valori di tensione non vengono rappresentati sullo schermo uno sopra l'altro ma uno accanto all'altro.
Nella prova di certi circuiti e nella ricerca dei guasti è spesso molto vantaggioso confrontare direttamente i più importanti valori di tensione.

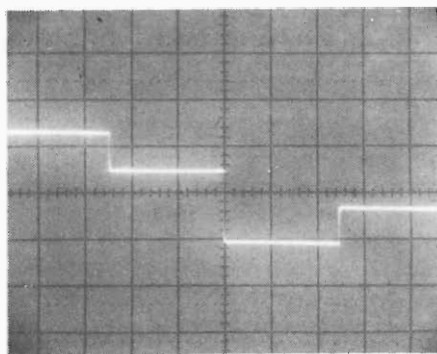



Fig. 5.36 Se si collegano all'ingresso quattro diverse tensioni continue, si può vedere sullo schermo, per esempio, questa figura. Da sinistra verso destra sono rappresentati uno vicino all'altro i valori di tensione dei canali 1, 2, 3 e 4.

Rappresentando le tensioni visivamente sullo schermo di un oscilloscopio si possono riconoscere molto facilmente le interdipendenze tra i diversi valori, più di quanto sia possibile usando parecchi voltmetri od un oscilloscopio a più canali. La visualizzazione di parecchi valori di tensione è possibile mediante un semplice circuito ed un qualsiasi oscilloscopio monocanale, purchè questo possa essere triggerato o sincronizzato esternamente. Dallo schema di figura 5.35 si può ricavare che occorrono solo tre circuiti integrati, 5 resistenze ed 1 condensatore per poter rappresentare sullo schermo quattro diversi valori di tensione uno accanto all'altro.
Il comparatore di tensioni funziona come segue:
il multivibratore astabile formato da N1, N2 ed N3 pilota un contatore del tipo 4017 (IC3); questo conta in continuità da 0 a 3 in quanto l'uscita 4 è collegata con l'ingresso di reset. I segnali di uscita del contatore servo-

no a chiudere in successione i quattro interruttori elettronici che si trovano in IC1 (4066).
I segnali che si trovano agli ingressi 1...4 vengono di conseguenza inviati uno dopo l'altro all'ingresso Y dell'oscilloscopio. L'uscita 0 del contatore fornisce anche il segnale di trigger per l'oscilloscopio; la porta logica N4 inverte questo segnale in modo che la deflessione orizzontale possa essere avviata a scelta da impulsi positivi o negativi.
La tensione di alimentazione che può variare da 3 a 15V viene prelevata dal circuito da provare. L'assorbimento di corrente è minore di 5 mA. Agli ingressi possono essere applicati sia segnali analogici che digitali; i valori di picco delle tensioni di ingresso non devono comunque superare la tensione di alimentazione.
Aggiungendo un altro integrato del tipo 4066 si può aumentare senza fatica la capacità del circuito ad 8 canali; al posto dell'uscita del contatore 4 viene collegata in questo caso all'entrata di reset del contatore l'uscita 8.

LA PRATICA DELLE MISURE ELETTRONICHE

Il libro illustra le moderne tecniche di misure elettroniche applicate alle ormai classiche misure di tensione, corrente e resistenza, come a quelle più complesse, richiedenti costose apparecchiature non alla portata di tutti.
La trattazione mantiene sempre un taglio prettamente pratico, applicativo, con la teoria ridotta ai minimi termini: descrizione, modalità di costruzione ed esempi d'impiego degli strumenti di misura nei circuiti elettronici.
Il libro così, mette in grado il lettore di potersi costruire, con il tempo, un attrezzato laboratorio domestico. In questo modo si ottiene un duplice risultato: non solo si risparmia denaro, ma anche si acquisiscono nuove conoscenze nel campo dell'elettronica.

Cod. 8006

L. 11.500